

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA**

Mauro Eduardo Benedet

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO
DINÂMICA SEM FIO ATRAVÉS DE PAREDES METÁLICAS**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Mecânica.
Orientador: Prof. Marco Antonio Martins Cavaco, Ph.D.

Florianópolis
2013

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Benedet, Mauro Eduardo

Desenvolvimento de um sistema de comunicação dinâmica sem fio através de paredes metálicas / Mauro Eduardo Benedet ; orientador, Marco Antonio Martins Cavaco - Florianópolis, SC, 2013.
187 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica.

Inclui referências

1. Engenharia Mecânica. 2. Comunicação através de paredes metálicas. 3. EMAT. 4. Radiofrequência. 5. Ultrassom. I. Cavaco, Marco Antonio Martins. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica. III. Título.

Mauro Eduardo Benedet

DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO DINÂMICA SEM FIO ATRAVÉS DE PAREDES METÁLICAS

Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de “Doutor” e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica.

Florianópolis, 06 de dezembro de 2013.

Prof. Armando Albertazzi Gonçalves Júnior, Dr. Eng.
Coordenador do Curso

Banca Examinadora:

Prof. Marco Antonio Martins Cavaco, Ph.D.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Arcanjo Lenzi, Ph.D.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Armando Albertazzi Gonçalves Júnior, Dr. Eng.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Arthur Martins Barbosa Braga, Ph.D.
Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro

Prof. Daniel Pedro Willemann, Dott. Ing.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Prof. Saulo Güths, Dr. Eng.
Universidade Federal de Santa Catarina

Aos meus pais, Mauro e Ieda,
e irmãos, Fernanda e Guilherme

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Mauro T. Benedet e Ieda T. Capistrano, e irmãos, Fernanda e Guilherme, pelo amor, dedicação, educação, exemplo de vida e por estarem presentes, me dando forças, em todos os momentos da minha vida.

À pequena Sofia, minha afilhada, pelos momentos de descontração e alegria proporcionados.

À minha namorada, Carol, pelo amor, companheirismo, incentivo, ajudas, conversas, compreensão, enfim, por todos os momentos que passamos juntos e também por aqueles que tivemos que nos privar da companhia um do outro.

Aos amigos Claudio e Gabriel, que participaram diretamente no projeto através de suas dissertações de mestrado, contribuindo de forma significativa para o sucesso da pesquisa realizada.

Ao Professor Marco Antonio Martins Cavaco, pela orientação e conhecimentos transmitidos.

Ao Professor Armando Albertazzi Gonçalves Júnior, pela sugestão do tema deste trabalho, ideias, esclarecimentos e conhecimentos transmitidos.

Aos membros da Banca Examinadora, pelo aceite do convite e pelas importantes contribuições para melhoria da qualidade deste documento.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica e dos demais centros da Universidade Federal de Santa Catarina, pelos ensinamentos indispensáveis para a realização deste trabalho.

À Universidade Federal de Santa Catarina, pela infraestrutura disponibilizada, em especial aos profissionais e recursos dos laboratórios:

- LABMETRO – Laboratório de Metrologia e Automatização;
- LCM – Laboratório de Caracterização Microestrutural;
- LabMat – Laboratório de Materiais;
- POLICOM – Laboratório de Polímeros e Compósitos;

- INEP – Instituto de Eletrônica de Potência;
- GRUCAD – Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos;
- LINSE – Laboratório de Circuitos e Processamento de Sinais;
- LVA – Laboratório de Vibrações e Acústica.

Ao pesquisador David J. Graham, da Universidade de Newcastle, pelas ideias trocadas via correio eletrônico, que muito contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos alunos Arthur e Jéssica, graduandos em Engenharia Mecânica, pelo suporte na busca de equipamentos na fase inicial deste trabalho.

Aos colegas de trabalho do Projeto SHIC (Shearografia para Inspeção de Compósitos) e demais colegas do LABMETRO, pelo apoio e amizade.

À CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) e CNPq (Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico), pelo financiamento através da bolsa de doutorado e taxa de bancada.

“It’s a long way to the top if you wanna rock ‘n’ roll”
(Angus Young, Malcolm Young, Bon Scott)

RESUMO

O conhecimento das reais condições de operação de dutos destinados ao transporte de óleo e gás é de fundamental importância econômica e social. O vazamento desses produtos acarreta, além dos prejuízos financeiros associados ao reparo do duto e ao desperdício de produtos, graves consequências para o local atingido.

O monitoramento de deformações sofridas pelos dutos é um dos métodos mais utilizados na prevenção dessas falhas. Além disso, o monitoramento da sua inclinação também pode indicar que o duto sofreu, ou está sofrendo, esforços mecânicos que podem prejudicar sua integridade. Por esse motivo, é de interesse das empresas responsáveis a medição dessas grandezas, tanto pelo lado interno quanto pelo lado externo dos dutos.

Grande parte dos dutos utilizados para transporte está enterrada ou submersa. Tal fato dificulta o acesso contínuo a diversos pontos do seu lado externo, considerados críticos do ponto de vista da sua integridade. No entanto, existem equipamentos, conhecidos como PIGs (do inglês, *Pipeline Inspection Gauges*), capazes de percorrer o lado interno, realizando limpeza, separação de produtos ou medições.

Nesse contexto, o presente trabalho propõe uma abordagem inédita de comunicação sem fio, em movimento, através de paredes metálicas, entre transdutores instalados do lado de fora do duto e os PIGs.

Para tanto, foram pesquisadas as principais tecnologias utilizadas em comunicação sem fio, considerando-se as dificuldades inerentes ao efeito de gaiola de Faraday, provocado pelas paredes de aço dos dutos. Estudos foram realizados para demonstrar as vantagens e limitações do emprego da radiofrequência e do ultrassom para a comunicação através de paredes metálicas.

Para a comunicação por ultrassom, uma bancada foi desenvolvida e transdutores específicos, denominados EMATs (do inglês, *Electromagnetic Acoustic Transducer*), foram desenvolvidos e avaliados.

Os resultados obtidos com esse trabalho servem não apenas para aplicação em dutos de óleo e gás, mas também para outras aplicações onde exista a necessidade de comunicação através de paredes metálicas.

Palavras-chave: Comunicação através de paredes metálicas, EMAT, Radiofrequência, Ultrassom.

ABSTRACT

The knowledge of real operation conditions of pipelines for transporting oil and gas is of fundamental economic and social importance. The leakage of these products, in addition to the financial losses associated with pipe repair and product waste, represents serious consequences for the affected area.

The monitoring of pipelines strains is one of the most used methods for preventing these faults. Moreover, the monitoring of its tilting can also indicate that the pipeline has suffered, or is suffering, mechanical stresses that can damage its integrity. For this reason, it is of great interest the measurement of these quantities, inside and outside the duct.

A large part of the pipeline used for transportation is buried or submerged. This fact complicates the continuous access of several points on the outside of the pipe, considered critical in terms of its integrity. However, there are devices, known as PIGs, (Pipeline Inspection Gauges) able to scroll through the inside of the pipes, performing cleaning, product separation or measurements.

In this context, this work proposes a novel approach of wireless communication, in movement, through metal walls, between the transducers installed on the outside of the pipeline and the PIG.

For this purpose, it was studied the main technologies used in wireless communications, considering the difficulties inherent of the Faraday cage effect, caused by the steel walls of the pipe.

Studies were performed to demonstrate the advantages and limitations of the use of radiofrequency and ultrasound for communication through metal walls.

For communication with ultrasound, a test bench was developed and specific transducers, called EMATs (Electromagnetic Acoustic Transducers) were developed and evaluated.

The results obtained with this work serve not only for application in oil and gas pipelines, but also for other applications where there is a need for communication through metal walls.

Keywords: Communication through metal walls, EMAT, Radio frequency, Ultrasound.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – PIG instrumentado.	28
Figura 2.1 – Espectro eletromagnético.....	36
Figura 2.2 – Funcionamento do sistema SAW RFID.....	37
Figura 2.3 – Esquema de transferência de dados utilizando duas bobinas..	38
Figura 2.4 – Gráfico em corte transversal dos resultados da simulação para a densidade de fluxo magnético em representação de seta para frequência de excitação de (a) 50 Hz e (b) 5 kHz.	40
Figura 2.5 – Profundidade pelicular.	42
Figura 2.6 – Funcionamento do EMAT.	46
Figura 2.7 – Simplificação da magnetostricção. O alinhamento dos domínios magnéticos causado pela aplicação de um campo magnético externo provoca uma deformação (<i>e</i>) nas dimensões do material ferromagnético.	48
Figura 2.8 – Configuração do experimento para demonstração de eco acústico.	50
Figura 2.9 – Excitação por pulso e resposta primária com seus ecos.....	51
Figura 2.10 – Exemplo de sinal modulante.	53
Figura 2.11 – Modulação por Chaveamento de Amplitude (ASK).	54
Figura 2.12 – Modulação por Chaveamento de Amplitude do tipo OOK...	55
Figura 2.13 – FFT de um sinal modulado em OOK.....	55
Figura 2.14 – Modulação por Chaveamento de Frequência (FSK).	56
Figura 2.15 – FFT de um sinal modulado em BFSK.	57
Figura 2.16 – Modulação por Chaveamento de Fase (PSK).	58
Figura 2.17 – Fase coerente de uma Modulação por Chaveamento de Fase.	58
Figura 2.18 – FFT de um sinal modulado em BPSK.	58
Figura 2.19 – Fases e respectivos dibits de uma modulação QPSK.....	59
Figura 2.20 – Modulação por Chaveamento Diferencial de Fase (DPSK)..	59
Figura 2.21 – Exemplo de um diagrama de constelação de 16QAM.	62
Figura 2.22 – Sinal Q(t) de modulação 16QAM.	62
Figura 2.23 – Sinal I(t) de modulação 16QAM.....	63
Figura 3.1 – Software de leitura do dispositivo RFID ativo.....	68
Figura 3.2 – Comunicação de sistema RFID sem obstáculos.....	69

Figura 3.3 – Sistema de comunicação RFID enclausurado em cápsula de alumínio.	69
Figura 3.4 – Teste de comunicação com RFID enclausurado com tela de aço.	70
Figura 3.5 – Método de duas pontas para cálculo da condutividade elétrica.	74
Figura 3.6 – Método de quatro pontas para cálculo da condutividade elétrica.	75
Figura 3.7 – Bancada para cálculo da condutividade elétrica através do método de quatro pontas.	78
Figura 3.8 – Detalhe da sonda de quatro pontas.	78
Figura 3.9 – Valores de tensão elétrica medidos nas amostras de aço e alumínio para cada intensidade de corrente e comparação com os valores esperados para o alumínio segundo o valor de condutividade elétrica encontrado na literatura.	80
Figura 3.10 – Curvas de magnetização e histerese de material ferromagnético.	82
Figura 3.11 – Histeresígrafo TCH5000.	83
Figura 3.12 – Anel de Rowland construído.	84
Figura 3.13 – Diagrama de blocos do histeresígrafo.	84
Figura 3.14 – Curva de permeabilidade magnética relativa e magnetização.	87
Figura 3.15 – Valores percentuais de campo eletromagnético que atravessa uma superfície do aço analisado em função de sua espessura e da frequência da onda eletromagnética.	89
Figura 3.16 – Campo próximo e campo distante.	91
Figura 3.17 – Geometria do problema – vista 2D com simetria axial e vista 3D equivalente.	94
Figura 3.18 – Campos magnéticos gerados a 1500 Hz, sem obstáculo (esquerda) e com parede de aço de 20 mm de espessura (direita).	95
Figura 3.19 – Resposta em frequência de indução de tensão para cada espessura de parede metálica.	97
Figura 3.20 – Valores máximos de indução de tensão obtidos para cada espessura.	97
Figura 4.1 – Arquitetura básica proposta para comunicação através de paredes metálicas utilizando ultrassom.	100
Figura 4.2 – Esquema da configuração PZT-PZT.	101

Figura 4.3 – Esquema da configuração EMAT-EMAT.	102
Figura 4.4 – Esquema da configuração PZT-EMAT.....	104
Figura 4.5 – Sinal observado na recepção, mostrando os intervalos de tempo entre a geração do pulso no transmissor ($t = 0$) e a chegada do primeiro pulso e dos respectivos ecos ao receptor.	105
Figura 4.6 – Comparação de resposta ao pulso em sistemas de comunicação com EMAT e transdutor piezoelétrico.....	108
Figura 4.7 – Abertura do feixe de leitura do EMAT e desalinhamento para 50%.....	110
Figura 5.1 – Topologia da bancada.	114
Figura 5.2 – Resposta do transdutor de inclinação.....	115
Figura 5.3 – Diagrama elétrico do amplificador.	117
Figura 5.4 – Diagrama elétrico dos pré-amplificadores. a) topologia filtro + ganho (F+G); b) topologia filtro-ganho (FG).	119
Figura 5.5 – Software de modulação ASK.....	121
Figura 5.6 – Estrutura da mensagem transmitida, com exemplo de sequência de bits.....	122
Figura 5.7 – Software de demodulação ASK.....	124
Figura 5.8 – Esquema de EMAT gerador de onda longitudinal (à esquerda) e EMAT gerador de onda transversal (à direita).	126
Figura 5.9 – Curva de impedância da transmissão após ajuste com capacitor.	133
Figura 5.10 – Curva de impedância da recepção após ajuste com capacitor.	133
Figura 5.11 – EMAT de transmissão sem (à esquerda) e com ímãs (à direita).....	134
Figura 5.12 – EMAT de recepção com circuito pré-amplificador sem (à esquerda) e com ímãs (à direita).	134
Figura 6.1 – Diagramas de constelação de contato direto PZT-PZT, sem acoplante com uma SNR de 6,9 dB (esquerda) e com acoplante, gerando uma SNR de 28,4 dB (direita).	139
Figura 6.2 – Propagação acústica de ondas longitudinais em aço 1020....	142
Figura 6.3 – Propagação acústica de ondas transversais em aço 1020.....	144
Figura 6.4 – Resposta obtida com os diferentes EMATs de emissão com bobina espiral circular.....	146
Figura 6.5 – Resposta obtida com a variação da quantidade de ímãs na recepção.	148

Figura 6.6 – Campo magnético de ímãs com: a) menor altura e b) maior altura, com valor constante da área da base.	149
Figura 6.7 – Resposta da configuração PZT-PZT no domínio da frequência.	150
Figura 6.8 – Resposta da configuração EMAT-EMAT no domínio da frequência.....	151
Figura 6.9 – Resposta da configuração PZT-EMAT no domínio da frequência.....	152
Figura 6.10 – Característica de alinhamento da configuração EMAT-EMAT com bobina em espiral circular e parede metálica de 15,9 mm.	154
Figura 6.11 – Comparação entre resultados de alinhamento da configuração EMAT-EMAT com bobina em espiral circular com variação de espessura.	155
Figura 6.12 – Característica de alinhamento da configuração EMAT-EMAT com bobina em espiral alongada.	155
Figura 6.13 – Característica de alinhamento da configuração PZT-EMAT com bobina em espiral circular.	156
Figura 6.14 – Comparação das características de alinhamento nas diversas configurações.	157
Figura 6.15 – Influência do <i>liftoff</i> na configuração EMAT-EMAT.	159
Figura 6.16 – Influência do <i>liftoff</i> nas configurações PZT-EMAT e EMAT-PZT.	160
Figura 6.17 – Sinal obtido com interferências.....	163
Figura 6.18 – Bancada para ensaios de comunicação estática.	164
Figura 6.19 – Redução do sinal de interferência de radiofrequência.....	165
Figura 6.20 – Influência do <i>liftoff</i> na taxa de transferência de dados. Configuração: PZT-EMAT com 12 ciclos por símbolo.....	169
Figura 6.21 – Dispositivos instalados no interior do tubo para realização dos ensaios de comunicação dinâmica.	170

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Comparação entre tecnologias de transdutores.	52
Tabela 2.2 – Representação dos dibits referentes aos símbolos de uma modulação DQPSK.....	60
Tabela 2.3 – Exemplo de representação de estados de uma modulação 16QAM.....	63
Tabela 3.1 – Dimensões das amostras destinadas à medição de condutividade.....	78
Tabela 3.2 – Fatores de correção para o cálculo da condutividade elétrica.	79
Tabela 3.3 – Resultados da medição de condutividade do aço API-5L analisado.	79
Tabela 3.4 – Resultados da medição de condutividade do alumínio.....	79
Tabela 4.1 – Características da comunicação para transmissão de dados de medição de dois a seis dígitos em 0,3 ms.	111
Tabela 5.1 – Tipos de enrolamento confeccionados e respectivas direções de polarização.....	127
Tabela 5.2 – Características das bobinas de EMATs desenvolvidas em PCI.	128
Tabela 5.3 – Enrolamentos de 20 voltas (transmissão) e 300 voltas (recepção).	129
Tabela 6.1 – Resultados de medição de amplitude de sinal e de ruído com e sem gel acoplante.....	138
Tabela 6.2 – Resultados de ganho dos pré-amplificadores desenvolvidos.	140
Tabela 6.3 – Resultados das SNR dos pré-amplificadores desenvolvidos.	140
Tabela 6.4 – Potência necessária para obtenção de 1,5 V na recepção.	161
Tabela 6.5 – Desempenho da comunicação nas configurações propostas com variação do número de ciclos por símbolo.....	167

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	–	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANSI	–	<i>American National Standards Institute</i>
API	–	<i>American Petroleum Institute</i>
ASK	–	<i>Amplitude Shift Keying</i>
AWG	–	<i>American Wire Gauge</i>
BASK	–	<i>Binary Amplitude Shift Keying</i>
BER	–	<i>Bit Error Rate</i>
BFSK	–	<i>Binary Frequency Shift Keying</i>
BPSK	–	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
DPSK	–	<i>Differential Phase Shift Keying</i>
DQPSK	–	<i>Differential Quadrature Phase Shift Keying</i>
ELF	–	<i>Extremely Low Frequency</i>
EMAT	–	<i>Electromagnetic Acoustic Transducer</i>
FG	–	Topologia filtro-ganho para pré-amplificador
F+G	–	Topologia filtro+ganho para pré-amplificador
FSK	–	<i>Frequency Shift Keying</i>
IIS	–	Interferência Intersimbólica
LED	–	<i>Light-Emitting Diode</i>
LF	–	<i>Low Frequency</i>
MEF	–	Método dos Elementos Finitos
OOK	–	<i>On-Off Keying</i>
PCI	–	Placa de Circuito Impresso
PIG	–	<i>Pipeline Inspection Gauge</i>
PSK	–	<i>Phase Shift Keying</i>

PXI	–	<i>Peripheral Component Interconnect Extensions for Instrumentation</i>
PZT	–	Titanato Zirconato de Chumbo
QAM	–	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	–	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RADAR	–	<i>Radio Detection and Ranging</i>
RF	–	Radiofrequência
RFID	–	<i>Radio Frequency Identification</i>
RMS	–	<i>Root Mean Square</i>
RSSI	–	<i>Received Signal Strength Indication</i>
Rx	–	Receptor
SAW	–	<i>Surface Acoustic Waves</i>
SCTE	–	<i>Society of Cable Telecommunications Engineers</i>
SLF	–	<i>Super Low Frequency</i>
SNR	–	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
SMD	–	<i>Surface-Mount Device</i>
Tx	–	Transmissor
UFSC	–	Universidade Federal de Santa Catarina
USB	–	<i>Universal Serial Bus</i>
VOS	–	<i>Volunteer Observing Ships</i>

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	27
1.1 Aplicabilidade em Outras Áreas.....	29
1.1.1 Tanques Criogênicos	30
1.1.2 Monitoramento da Água de Lastro	30
1.1.3 Aeronáutica e Astronáutica.....	30
1.1.4 Meteorologia e Oceanografia.....	31
1.2 Objetivo do Trabalho	32
1.2.1 Objetivo Geral	32
1.2.2 Objetivos Específicos	32
1.3 Estrutura do Documento	33
 2 MÉTODOS DE TRANSMISSÃO DE DADOS SEM FIO	
APLICÁVEIS NO CONTEXTO DO PROJETO.....	35
2.1 Radiofrequência	35
2.1.1 Efeito Pelicular	41
2.2 Ultrassom.....	43
2.2.1 Transdutores Piezoelétricos	44
2.2.2 EMATs	46
2.2.3 Interferência Intersimbólica (IIS)	49
2.3 Comparação dos Métodos Abordados	51
2.4 Modulação do Sinal.....	52
2.4.1 Modulação por Chaveamento de Amplitude (ASK).....	53
2.4.2 Modulação por Chaveamento de Frequência (FSK).....	55
2.4.3 Modulação por Chaveamento de Fase (PSK)	57
2.4.4 Análise Comparativa dos Métodos de Modulação	64
2.5 Conclusões do Capítulo	65

3 ESTUDO DE VIABILIDADE DE UTILIZAÇÃO DE RADIOFREQUÊNCIA NA COMUNICAÇÃO ATRAVÉS DE PAREDES METÁLICAS..... 67

3.1 Ensaios Preliminares com Radiofrequência..... 67

3.2 Determinação da Condutividade Elétrica do Aço Amostrado 72

3.2.1 Métodos de Medição da Condutividade Elétrica..... 73

3.2.2 Preparação do Experimento..... 77

3.2.3 Cálculo da Condutividade Elétrica..... 79

3.3 Determinação da Permeabilidade Magnética do Aço Amostrado 81

3.3.1 Preparação do Experimento..... 82

3.3.2 Cálculo do Campo Magnetizante (H)..... 85

3.3.3 Cálculo da Indução Magnética (B)..... 86

3.3.4 Cálculo da Permeabilidade Magnética 86

3.4 Efeito Pelicular no Aço API 5L do Tubo Analisado 88

3.5 Campo Próximo e Campo Distante..... 90

3.6 Análise pelo Método de Elementos Finitos e Ponto Ótimo de Operação de RF 93

3.7 Conclusões do capítulo 98

4 ESTUDO DE VIABILIDADE DE UTILIZAÇÃO DE ULTRASSOM NA COMUNICAÇÃO ATRAVÉS DE PAREDES METÁLICAS 99

4.1 Arquitetura de Comunicação e Configurações 99

4.1.1 Configuração PZT–PZT 100

4.1.2 Configuração EMAT–EMAT..... 102

4.1.3 Configuração PZT–EMAT 103

4.2 Desvanecimento do Sinal nas Configurações Propostas..... 104

4.3 Tempo de Transmissão de Dados..... 108

4.4 Taxa de Transmissão de Dados 110

4.5 Conclusões do capítulo 111

5 DESENVOLVIMENTO DA BANCADA DE ENSAIOS E DOS TRANSDUTORES ACÚSTICOS ELETROMAGNÉTICOS..... 113

5.1 Equipamentos e topologia da bancada..... 113

5.1.1 Transdutor de medição	114
5.1.2 Módulo de controle.....	116
5.1.3 Entrada analógica de leitura do transdutor (EA1).....	116
5.1.4 Módulo de geração de sinal	116
5.1.5 Amplificador.....	116
5.1.6 Parede metálica	117
5.1.7 Pré-amplificadores	118
5.1.8 Entrada analógica de leitura do sinal pré-amplificado.....	120
5.1.9 Osciloscópio	120

5.2 Softwares..... 120

5.2.1 Software de Modulação	120
5.2.2 Software de Demodulação	123

5.3 Desenvolvimento dos EMATs 125

5.3.1 Configurações de EMAT e suas formas de onda.....	126
5.3.2 Variações de EMATs desenvolvidos	127
5.3.3 Fonte geradora do campo magnético constante	130
5.3.4 Ajuste de impedância elétrica	130

5.4 Conclusões do capítulo 135

6 CARACTERIZAÇÃO DOS TRANSDUTORES ACÚSTICOS E AVALIAÇÃO DO SISTEMA DE COMUNICAÇÃO 137

6.1 Influência do gel acoplante na eficiência de transdução do PZT..... 137

6.2 Comparação entre configurações de pré-amplificador 139

6.3 Velocidade de propagação das ondas acústicas..... 141

6.3.1 Velocidade das ondas acústicas longitudinais	141
6.3.2 Velocidade das ondas acústicas transversais	144

6.4 Comparação entre os EMATs desenvolvidos 145

6.5 Influência da quantidade de ímãs no desempenho do EMAT	147
6.6 Influência da frequência de operação e da espessura do metal	150
6.6.1 Frequência e espessura na configuração PZT-PZT	150
6.6.2 Frequência e espessura na configuração EMAT-EMAT...	151
6.6.3 Frequência e espessura na configuração PZT-EMAT	152
6.7 Influência do alinhamento entre transdutores Tx e Rx.....	153
6.7.1 Alinhamento na configuração EMAT-EMAT - circular ...	153
6.7.2 Alinhamento na configuração EMAT-EMAT - alongada .	155
6.7.3 Alinhamento na configuração PZT-EMAT	156
6.7.4 Comparação das configurações propostas	157
6.8 Influência do <i>liftoff</i>	158
6.8.1 Liftoff na configuração EMAT-EMAT	158
6.8.2 Liftoff nas configurações PZT-EMAT e EMAT-PZT.....	159
6.9 Estudo de eficiência das configurações propostas.....	160
6.10 Aspectos das configurações PZT-EMAT e EMAT-PZT ...	161
6.11 Comunicação	162
6.11.1 Interferências	162
6.11.2 Avaliação da Taxa de Transferência na Comunicação Estática	166
6.11.3 Comunicação Dinâmica.....	169
6.12 Conclusões do capítulo	171
7 CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS	173
REFERÊNCIAS.....	177

1 INTRODUÇÃO

Os primeiros registros de utilização de dutos para transporte são anteriores a 2000 a.C. [1]. A condução de gás natural era realizada através de bambus pelos chineses, que extraíam o produto e o utilizavam para ferver a água do mar, separando o sal e tornando-a potável [2]-[4]. Egípcios e astecas utilizavam materiais cerâmicos, enquanto que gregos e romanos iniciaram o emprego de chumbo para confecção das tubulações destinadas ao transporte de líquidos [5].

Ainda assim, originalmente, o transporte de petróleo e seus derivados era realizado através de barris de madeira [6]. Até os dias atuais, mesmo não pertencendo ao Sistema Internacional de Unidades, o barril ainda é utilizado como unidade de medida de petróleo, sendo que um barril estadunidense equivale a, aproximadamente, 158,987 L, enquanto que um barril imperial britânico equivale a, aproximadamente, 159,113 L.

Não demorou a percepção de que a utilização de dutos para o transporte do produto seria mais eficiente. Assim, o primeiro oleoduto, tubulação destinada ao transporte de petróleo e seus derivados [7], foi construído em 1865, na Pensilvânia, Estados Unidos. Confeccionado em ferro fundido, o oleoduto ligava um campo de produção a uma estação de carregamento de vagões, a uma distância de oito quilômetros [5].

Nos dias atuais, mais de catorze mil quilômetros de dutos destinados ao transporte de hidrocarbonetos estão instalados no Brasil [8].

Devido à sua grande extensão e às características geomorfológicas do País, os dutos brasileiros cruzam diversas áreas instáveis do ponto de vista geotécnico. Nestes locais, o duto fica submetido a esforços impostos pelo terreno. Deslizamentos ou acomodações do terreno podem provocar danos aos dutos, desde pequenas deformações até a sua ruptura [8]-[13].

O vazamento do material transportado por esses dutos traz graves consequências. No campo econômico, os prejuízos estão associados à paralisação das operações de transporte de petróleo e ao desperdício do produto, além de custos com reparo ou substituição dos tubos. No campo social e ambiental, o petróleo contamina o solo e a água, matando seres vivos e tornando a área atingida improdutiva e tóxica.

Para prevenir esse tipo de falha, diversos estudos e procedimentos voltados à avaliação da integridade dos dutos são

realizados. Entre eles, pode-se citar a medição de deformação e de tensões residuais [14] nas paredes dos dutos, a detecção de fissuras e a medição da inclinação dos dutos, cuja alteração de valor é um indicativo de instabilidade do terreno.

Por motivos de proteção, estabilidade e custo, boa parte dos dutos encontra-se enterrada. Além disso, muitas das regiões onde os dutos estão instalados são de difícil acesso. Tais fatos motivam a utilização de PIGs (do inglês, *Pipeline Inspection Gauge*) para o monitoramento das condições de operação dos dutos (Figura 1.1).

Figura 1.1 – PIG instrumentado.



Fonte: [15].

PIG é um dispositivo que percorre a parte interna do duto ou tubulação sem interromper o fluxo do produto. Sua função pode variar desde limpeza e separação de diferentes tipos de fluidos até medição de espessura da parede e análise da qualidade de soldas, realizadas através de PIGs instrumentados.

O PIG é injetado no duto através de uma estação de lançamento, uma seção em forma de “Y”. Primeiramente o PIG é inserido na estação de lançamento, que é fechada em seguida. A pressão do material transportado é usada para empurrar o PIG ao longo do duto até que ele atinja uma “armadilha” que o captura. Dessa forma, os dados obtidos nas medições durante o trajeto (no caso de PIGs instrumentados) podem ser analisados de maneira *offline*.

Embora o PIG percorra a parte interna, pode-se desejar obter informações a respeito do lado externo do duto. Além disso, por questões de segurança e até mesmo para evitar perdas de carga no fluxo do produto, não é recomendável a instalação de instrumentos de medição fixos na parte interna. Perfurações na parede do duto para

passagem de fios também não são aceitáveis, pois podem comprometer a estrutura e a vedação do sistema.

No caso de transdutores instalados no lado externo do duto, é necessário que os dados das medições realizadas sejam enviados para uma central para que possam ser analisados.

Soluções utilizando cabos e antenas para a transmissão dos dados de medição para uma central nem sempre são viáveis quando se leva em consideração regiões sujeitas a vandalismo ou de difícil acesso, que tornam árdua a tarefa de manutenção.

Nesse cenário, surge a necessidade de comunicação sem fio entre transdutores instalados do lado de fora do duto e o PIG, que percorre a parte interna.

A comunicação no sentido oposto, ou seja, a transmissão de dados do PIG para o lado externo do duto, também é relevante. Esse tipo de comunicação permitiria, por exemplo, a coleta dos dados de medição do PIG sem a espera do tempo necessário para o equipamento percorrer todo o trajeto previsto e ser retirado do duto.

Neste trabalho, o foco é a comunicação através das paredes de dutos confeccionados a partir de material metálico, que são os mais utilizados atualmente para o transporte dos hidrocarbonetos. Para esse tipo de material, as soluções convencionais para comunicação sem fio não são aplicáveis devido ao efeito pelicular¹. O duto funciona como uma gaiola de Faraday, impedindo que os sinais convencionais provenientes de sensores sem fio cheguem ao PIG, assim como sinais provenientes do PIG cheguem a receptores instalados no lado externo.

1.1 Aplicabilidade em Outras Áreas

A solução para o problema apresentado é de grande relevância não apenas para a área de transporte por dutos, mas também para outras aplicações onde a comunicação sem fio através de paredes metálicas se faz necessária. Como exemplo, pode-se mencionar a medição de nível em tanques criogênicos [16][17], a medição de variáveis como nível e fluxo para automação da verificação do cumprimento às normas de troca

¹ O efeito pelicular está relacionado às perdas por absorção sofridas por uma onda eletromagnética ao atravessar um material com características condutoras. Quanto maior a espessura do material, maior será seu efeito de blindagem eletromagnética.

da água de lastro de embarcações [18], a comunicação entre compartimentos de navios [19], a obtenção de informações de contêineres [20][21] e medições diversas em vasos de pressão [22], fuselagem de aeronaves [23]-[31], cascos de navios e submarinos [32]-[36] e veículos blindados [37].

Os itens seguintes descrevem, de forma sucinta, algumas dessas aplicações, onde a comunicação através de paredes metálicas vem sendo estudada.

1.1.1 Tanques Criogênicos

Enquanto a temperatura no interior de tanques criogênicos de hidrogênio gira em torno de $-253\text{ }^{\circ}\text{C}$, a temperatura ambiente pode exceder a casa dos $+40\text{ }^{\circ}\text{C}$. O cabeamento para fins de obtenção de dados de um sensor localizado no lado de dentro do tanque implicaria enfraquecimento das paredes e transferência de calor, além da evaporação não controlada do hidrogênio líquido [16][17].

1.1.2 Monitoramento da Água de Lastro

No campo da navegação, existe um sério problema de propagação de espécies aquáticas nocivas através da água de lastro. Essa propagação ameaça a economia e os ecossistemas locais. A prática mais aceita para evitar esse problema é a troca da água de lastro em alto-mar. Em alguns países já existem normas para essa troca [18].

Considerando que uma embarcação pode conter mais de vinte tanques de lastro e que esses tanques, assim como os demais compartimentos do navio e os contêineres, funcionam como gaiolas de Faraday, o monitoramento de variáveis como nível e fluxo de água para a garantia do cumprimento às normas não é viável através das tecnologias convencionais de transmissão de dados.

1.1.3 Aeronáutica e Astronáutica

No campo da aeronáutica e da astronáutica, existe o desejo de monitoramento das condições da fuselagem, permitindo o real conhecimento das condições de operação do veículo. Com esse conhecimento, torna-se possível, por exemplo, determinar o momento

em que a estrutura do veículo sofreu uma degradação devido à fadiga do metal a tal ponto de não satisfazer as margens de segurança de operação [23]-[28].

Além de medições estruturais, outras medições sem fio são de interesse para aeronaves, como o monitoramento da temperatura nos *slats*, nível de combustível e de acumuladores hidráulicos, temperatura e pressão em cilindros de oxigênio, entre outras [29]-[31].

A passagem de fios pela fuselagem pode prejudicar a integridade estrutural desses veículos, além do elevado custo associado à adaptação de uma rede de sensores convencional em frotas de veículos já construídos.

Além das dificuldades inerentes aos efeitos de gaiola de Faraday, a utilização de dispositivos convencionais de radiofrequência (RF) possui o agravante de aumentar a probabilidade de detecção das aeronaves militares pelo inimigo. Ao mesmo tempo, a utilização de RF pode provocar interferências em outros dispositivos do veículo [23].

1.1.4 Meteorologia e Oceanografia

No campo da metrologia meteorológica e oceanográfica, há grande interesse de medição da temperatura da água marítima em sua superfície ao longo dos diversos oceanos. Para a realização dessas medições são utilizadas “Embarcações Voluntárias de Observação” (VOS, do inglês, *Volunteer Observing Ships*). Sensores são instalados no interior dos cascos dessas embarcações para coleta dos dados de temperatura.

Muitos VOS são navios transportadores de contêineres, cujos comandantes buscam permanecer o mínimo tempo nos portos e costumam navegar em plena carga. Nesse cenário, a instalação de cabos para comunicação entre os sensores e o dispositivo de armazenamento e transmissão de dados não é uma tarefa trivial. Para sistemas dentro da “linha de visão”, soluções comercialmente disponíveis podem ser utilizadas. No entanto, o problema de comunicação de sensores de temperatura de superfície de oceanos, localizados no interior de cascos de navios e geralmente instalados a quatro níveis abaixo do convés principal das VOS, ainda não possui uma solução definitiva [34].

1.2 Objetivo do Trabalho

A solução dos problemas apresentados no item 1.1 tem sido estudada a partir de diferentes abordagens. Porém, em todas essas aplicações, a comunicação sem fio através das paredes metálicas pode ser realizada de forma estática, ou seja, tanto os dispositivos transmissores quanto os receptores permanecem imóveis durante todo o processo.

O problema de comunicação entre PIG e dispositivos instalados no lado de fora do duto possui uma peculiaridade: o processo deve ser dinâmico. Como o PIG percorre o duto impulsionado pela pressão exercida pelo produto transportado, ele não pode parar para que a comunicação seja realizada. A leitura dos dados de medição deve ser realizada com o PIG em movimento. Neste trabalho, será estudada a hipótese de deslocamento do PIG a uma velocidade variante entre um e dez metros por segundo.

O material comumente utilizado para a fabricação dos dutos e que, por esse motivo, será utilizado neste estudo é descrito pela norma API 5L [38]. A espessura das paredes dos dutos instalados para transporte dos hidrocarbonetos encontra-se usualmente entre (6 e 26) mm.

Para um melhor entendimento do trabalho e para nortear as atividades a serem desenvolvidas, dividiu-se o objetivo em objetivo geral e objetivos específicos.

1.2.1 Objetivo Geral

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver um sistema de comunicação dinâmica sem fio através de paredes metálicas e avaliar as suas características operacionais.

1.2.2 Objetivos Específicos

Para atingir o objetivo geral, os seguintes objetivos específicos devem ser alcançados:

- Analisar a viabilidade de utilização de diferentes tecnologias para a comunicação dinâmica sem fio através de paredes metálicas;

- Desenvolver uma bancada para realização de ensaios com a tecnologia mais promissora.

1.3 Estrutura do Documento

Este documento está dividido em sete capítulos.

No capítulo 2 é apresentado o referencial teórico, com enfoque nos métodos de transmissão de dados sem fio, vislumbrando as vantagens e limitações de cada método na esfera de interesses do projeto.

No capítulo 3, um estudo de viabilidade de utilização de radiofrequência na comunicação através de paredes metálicas é apresentado.

O estudo de viabilidade e as propostas de configurações utilizando o ultrassom para a transmissão de dados são apresentados no capítulo 4.

O capítulo 5 apresenta o desenvolvimento de uma bancada para realização de ensaios com ultrassom, além do projeto e construção de transdutores de ultrassom sem contato.

O capítulo 6 tem por objetivo a avaliação das características dos transdutores de ultrassom e do sistema de comunicação desenvolvido.

As conclusões e as propostas de trabalhos futuros são apresentadas no capítulo 7.

2 MÉTODOS DE TRANSMISSÃO DE DADOS SEM FIO APLICÁVEIS NO CONTEXTO DO PROJETO

A redução de custos de dispositivos eletrônicos e a possibilidade de miniaturização de transdutores têm levado a uma demanda crescente de desenvolvimento de sistemas para monitoramento de processos [17]. Uma das áreas mais estudadas atualmente é a de instrumentação de regiões de difícil acesso. Uma alternativa para solucionar esses casos é a utilização de transdutores sem fio.

Quando existe a necessidade do elemento transdutor estar separado fisicamente da unidade de tratamento de sinais ou de um dispositivo registrador, faz-se necessária a transmissão sem fio dos dados da medição. Esse é o caso da transmissão de dados de medição em volumes selados ou em aplicações onde a passagem de fios é inviável, seja pela praticidade ou pela manutenção da funcionalidade de equipamentos e da integridade de estruturas.

Em muitas aplicações, conforme abordado no capítulo 1, além da comunicação ser sem fio, ela deve ser realizada através de estruturas metálicas que prejudicam, ou mesmo inviabilizam, a comunicação por métodos convencionais. Esse é o caso da transmissão de dados de medição através das paredes de dutos de transporte de óleo e gás, objeto de estudo deste trabalho.

Este capítulo apresenta as principais tecnologias voltadas à comunicação sem fio para instrumentos de medição, mais precisamente entre transdutor e dispositivo registrador, considerando a necessidade de comunicação através de paredes metálicas inerente ao projeto. Alguns princípios relevantes a respeito de radiofrequência e ultrassom, no âmbito de comunicação através de paredes metálicas, são discutidos e uma comparação dos métodos é realizada. Além disso, são debatidas a influência de ecos acústicos na taxa de transmissão de dados e as principais formas de modulação de sinal.

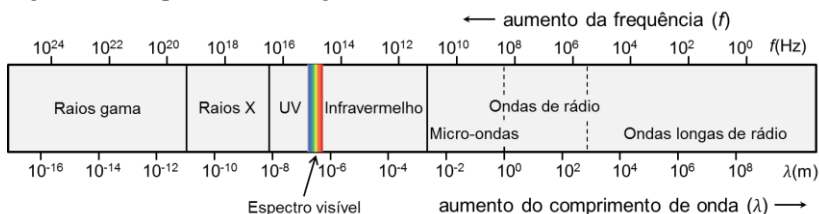
2.1 Radiofrequência

A grande maioria dos sistemas de transmissão de dados sem fio utiliza ondas eletromagnéticas. A utilização de código Morse com uma simples lanterna (luz visível), o controle remoto de aparelhos eletrônicos

(infravermelho) e a transmissão de dados através de antenas e satélites (ondas de rádio) são alguns exemplos.

O espectro eletromagnético é apresentado na Figura 2.1, onde é possível visualizar as denominações geralmente associadas aos diversos intervalos de frequência. Tais intervalos não são bem definidos, sendo que algumas vezes se sobrepõem, podendo a classificação do tipo de onda eletromagnética depender da sua origem [39][40].

Figura 2.1 – Espectro eletromagnético.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

As radiações eletromagnéticas com comprimento de onda maior do que a radiação infravermelha são chamadas de ondas de rádio. O termo “ondas de rádio” inclui desde as micro-ondas até as ondas longas de rádio. Radiofrequência é o termo utilizado para definir frequências desse tipo de radiação eletromagnética.

A radiofrequência é utilizada em uma das tecnologias promissoras no campo de sensores sem fio e que tem sido largamente estudada, conhecida na literatura como sensores de ondas acústicas superficiais, do inglês *Surface Acoustic Waves* (SAW). Tal tecnologia é uma variação do RFID (*Radio Frequency Identification*). O seu princípio de funcionamento está fundamentado na teoria do RADAR (*Radio Detection and Ranging*) e na alteração do comportamento de materiais piezelétricos com a variação de grandezas como temperatura e deformação [41]-[43].

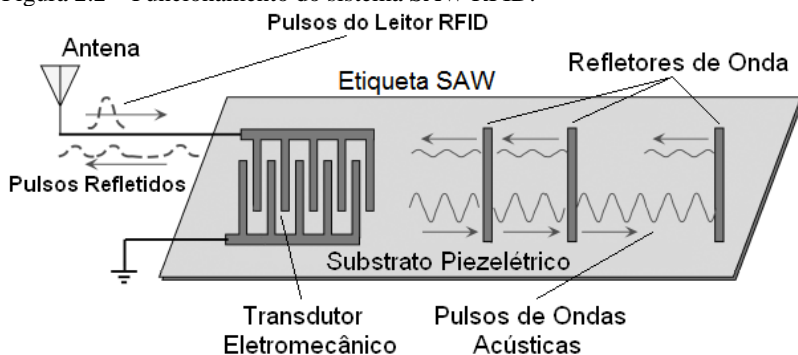
Diversas são as aplicações da tecnologia RFID, as mais usuais podem ser assim relacionadas: praças de pedágios, controle de estoque, segurança, substituição de códigos de barras, linhas de montagens, aplicações médicas, transportes aéreos, identificação biométrica em passaportes e modalidades esportivas [44][45].

Apesar de a utilização mais comum ser em aplicações de identificação, o fato dos materiais piezelétricos que constituem a etiqueta SAW serem afetados pela temperatura e deformação faz dessa

tecnologia uma importante ferramenta para medições em que se almeja desacoplar o transdutor da unidade de processamento de sinais.

A medição da grandeza é baseada na alteração de sinais eletromagnéticos. Inicialmente, o leitor RFID (transceptor) envia um pulso de sinal eletromagnético para a etiqueta SAW e esta converte o pulso eletromagnético em uma onda mecânica (vibração) que viaja dentro do material piezoelétrico até encontrar os refletores na etiqueta (Figura 2.2). Em seguida, a onda retorna dos refletores na forma de um número de pulsos correspondentes ao número de refletores presentes no sensor.

Figura 2.2 – Funcionamento do sistema SAW RFID.



Fonte: Adaptado de [46].

Com a variação da temperatura, por exemplo, o material piezoelétrico sofre alteração de tamanho (dilatação ou contração) e provoca alteração na velocidade de propagação da onda acústica (a dilatação, ou contração, faz com que a densidade do material se altere). Estes dois efeitos ocorrem simultaneamente e apresentam uma relação linear com a variação da temperatura [47].

Alterar a velocidade de propagação e as suas dimensões faz com que ocorra uma alteração na frequência de ressonância da etiqueta SAW. Quando ocorre a ressonância, a potência do sinal refletido apresenta maior intensidade. Dessa forma, medir a temperatura, ou outra grandeza, consiste na varredura de frequências até a detecção da maior intensidade do sinal refletido pela etiqueta. Cada frequência de ressonância corresponde a um determinado valor de medição do mensurando [47].

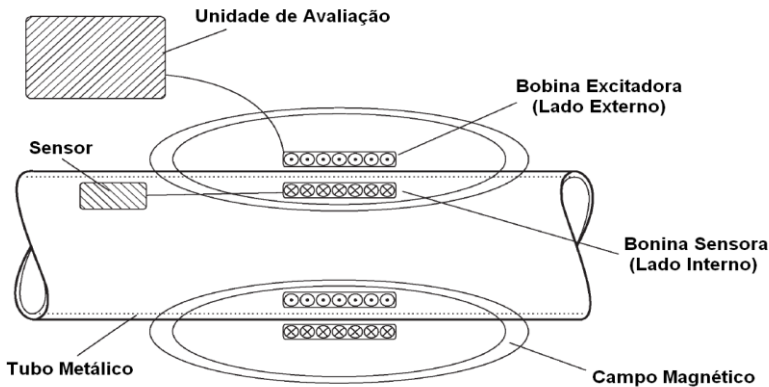
Apesar das diversas vantagens dessa tecnologia, o desempenho do sistema RFID reduz drasticamente quando uma etiqueta comum (que

utiliza frequências da ordem de megahertz) é posicionada perto de uma superfície metálica [48]. No âmbito deste trabalho, o problema vai além desse ponto, o transdutor e o dispositivo de leitura dos dados de medição não estão apenas próximos a uma superfície metálica e sim, separados por um envoltório metálico: a parede do duto.

Zangl et al. [16] propuseram a utilização de baixa frequência (LF), super baixa frequência (SLF) e frequência extremamente baixa (ELF) para a utilização de sensores passivos RFID na medição de grandezas no interior de um tubo de aço inoxidável com paredes de espessura de 1,6 mm.

A Figura 2.3 mostra a configuração proposta por Zangl et al., que compreende uma bobina com 300 espiras dentro do tubo metálico e outra do lado de fora do tubo com 600 espiras.

Figura 2.3 – Esquema de transferência de dados utilizando duas bobinas.



Fonte: Adaptado de [16].

A configuração proposta por Zangl et al. pode ser aproximada, para baixas frequências, a um transformador com acoplamento fraco.

A variação do fluxo magnético concatenado nas espiras de uma bobina induz uma tensão $\varepsilon(t)$ em seus terminais, dada por:

$$\varepsilon(t) = -N \left(\frac{d\phi(t)}{dt} \right) \quad \text{Equação 2.1}$$

Onde N é o número de espiras, $\phi(t)$ é fluxo magnético que passa pelas espiras e t , o tempo.

Considerando a aplicação de uma tensão senoidal para a geração do fluxo magnético variante no tempo, o fluxo também será senoidal e, portanto, pode ser escrito como:

$$\phi(t) = \phi_{m\acute{a}x} \text{sen}(\omega t) \quad \text{Equação 2.2}$$

Onde $\phi_{m\acute{a}x}$ é o valor de pico do fluxo magnético e ω , a frequência angular de excitação do sistema.

Derivando a Equação 2.2 e substituindo o resultado na Equação 2.1, tem-se que:

$$\varepsilon(t) = N \omega \phi_{m\acute{a}x} \cos(\omega t) \quad \text{Equação 2.3}$$

Considerando que $\omega = 2\pi f$, onde f é o valor da frequência de excitação do sistema em hertz, o valor de pico da tensão induzida, $\varepsilon_{m\acute{a}x}$, fica:

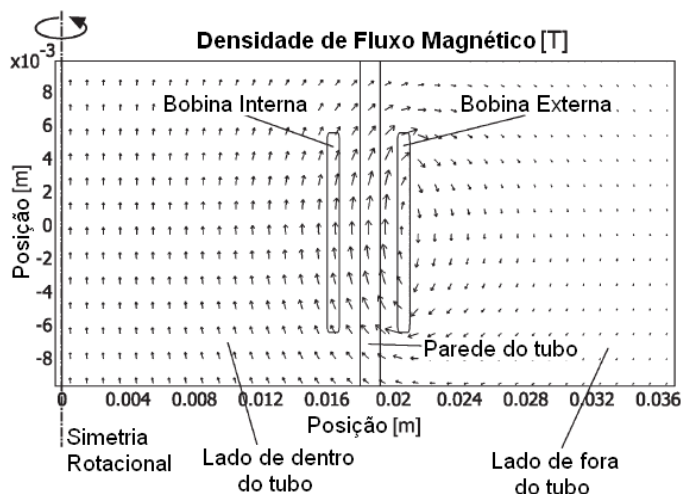
$$\varepsilon_{m\acute{a}x} = 2 \pi N f \phi_{m\acute{a}x} \quad \text{Equação 2.4}$$

Portanto, o valor eficaz aproximado da tensão induzida pode ser expresso conforme a Equação 2.5.

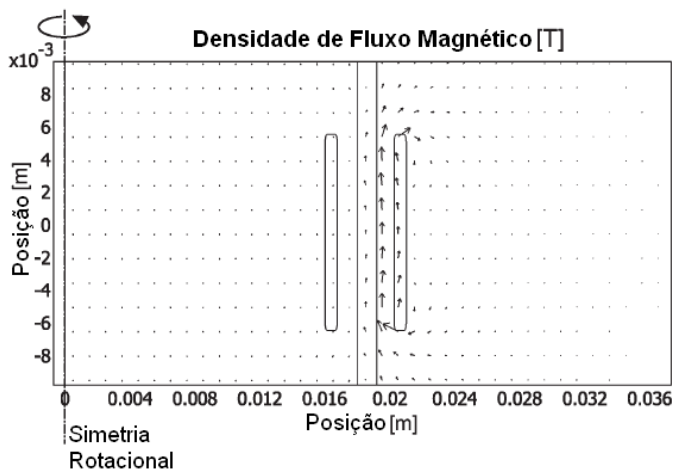
$$\varepsilon_{rms} = 4,44 N f \phi_{m\acute{a}x} \quad \text{Equação 2.5}$$

Consequentemente, para estimar a intensidade do sinal transmitido, é importante determinar o fluxo magnético que consegue ser gerado além da parede metálica e assim penetrar a bobina do que seria o enrolamento secundário do transformador. Para tanto, Zangl et al. [16] realizaram a análise de elementos finitos, conforme pode ser observado na Figura 2.4, onde são apresentadas as simulações da configuração proposta, com a aplicação de duas frequências distintas: 50 Hz e 5 kHz.

Figura 2.4 – Gráfico em corte transversal dos resultados da simulação para a densidade de fluxo magnético em representação de seta para frequência de excitação de (a) 50 Hz e (b) 5 kHz.



(a)



(b)

Fonte: Adaptado de [16].

A Figura 2.4 demonstra como a frequência influencia na atenuação do fluxo magnético. Para frequências maiores, a parede metálica funciona como uma barreira para o fluxo magnético. Com o

fluxo magnético diminuído, a tensão induzida também é reduzida, como se pode perceber analisando a Equação 2.5.

Para frequências mais baixas, o fluxo magnético consegue transpassar a parede metálica. Entretanto, a utilização de baixas frequências também implica uma baixa amplitude na tensão induzida devido à mudança lenta do campo, como também se pode perceber através da Equação 2.5.

A “barreira” realizada pela parede metálica em relação à passagem do fluxo magnético pode ser explicada pelo “efeito pelicular” dos materiais condutores.

2.1.1 Efeito Pelicular

Materiais condutores, como os utilizados na produção de boa parte dos dutos para transporte de derivados do petróleo, possuem característica de blindagem eletromagnética. A blindagem eletromagnética é especificada em termos da redução na intensidade dos campos elétricos e magnéticos de uma onda ao atravessar esses materiais.

A efetividade da blindagem (S) pode ser definida em dB:

- para campos magnéticos (H) como:

$$S = 20 \log \left(\frac{H_0}{H_1} \right) \quad \text{Equação 2.6}$$

- e para campos elétricos (E) como:

$$S = 20 \log \left(\frac{E_0}{E_1} \right) \quad \text{Equação 2.7}$$

Nas equações apresentadas, o índice 0 refere-se à intensidade do campo incidente, enquanto que o índice 1 refere-se à intensidade do campo da onda transmitida além do meio.

Quando uma onda eletromagnética incide em um meio metálico, ela está sujeita a dois tipos principais de perdas. A primeira é causada pela reflexão parcial da onda ao atingir a superfície metálica. A

segunda e mais significativa é a perda por absorção, causada pela atenuação sofrida pela porção transmitida da onda ao atravessar o meio.

Essa atenuação é devida ao fato de que uma onda eletromagnética, ao atravessar um meio metálico, induz correntes elétricas que produzem perdas ôhmicas e aquecimento do material. Com isso, a amplitude de uma onda eletromagnética decai exponencialmente ao cruzar esse tipo de meio.

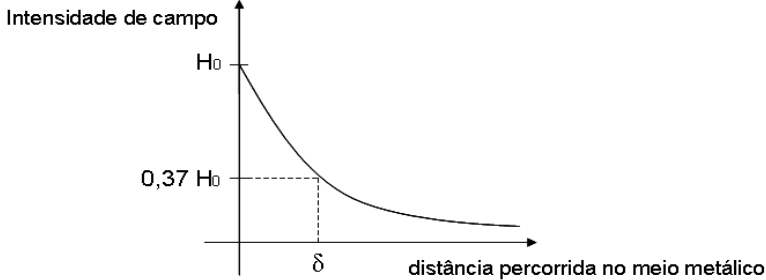
Matematicamente, esse decaimento pode ser descrito pelas equações:

$$E_x = E_0 e^{-\frac{t}{\delta}} \quad \text{Equação 2.8}$$

$$H_x = H_0 e^{-\frac{t}{\delta}} \quad \text{Equação 2.9}$$

Onde E_x e H_x são as intensidades dos campos elétrico e magnético, respectivamente, em uma profundidade t dentro do material condutor. A distância onde a amplitude da onda atinge $1/e$, ou 36,78 %, do seu valor de incidência é definida como “profundidade de penetração” ou “profundidade pelicular” (δ), ilustrada na Figura 2.5 e descrita pela Equação 2.10 [49]-[51].

Figura 2.5 – Profundidade pelicular.



Fonte: Elaborado pelo Autor

$$\delta = \left(\frac{2}{\omega \mu \sigma} \right)^{\frac{1}{2}} \quad \text{Equação 2.10}$$

Onde:

ω : frequência angular da onda;

μ : permeabilidade magnética do meio;

σ : condutividade elétrica do meio.

Como $\omega = 2\pi f$, a equação pode ser reescrita conforme a Equação 2.11:

$$\delta = \left(\frac{1}{\pi f \mu \sigma} \right)^{\frac{1}{2}} \quad \text{Equação 2.11}$$

A permeabilidade magnética pode ser expressa em termos da permeabilidade magnética do vácuo, μ_0 , conforme a Equação 2.12, onde a μ_r dá-se o nome de permeabilidade magnética relativa do material.

$$\mu = \mu_r \mu_0 \quad \text{Equação 2.12}$$

A permeabilidade magnética do vácuo vale:

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m} \quad \text{Equação 2.13}$$

Nota-se, pela Equação 2.11, que quanto maior a frequência da onda eletromagnética menor é a profundidade pelicular. Em outras palavras, quanto maior a frequência maior será a atenuação de uma onda eletromagnética ao transpassar um mesmo meio metálico.

Observando-se a Equação 2.11, fica evidente também que quanto maior a permeabilidade magnética menor será a penetração de campos. Materiais ferromagnéticos possuem elevada permeabilidade magnética, sendo, portanto, materiais onde o efeito pelicular tem forte influência na intensidade de campos eletromagnéticos que o atravessam.

Da mesma forma, quanto maior a condutividade elétrica, menor será a profundidade pelicular. No caso limite de material perfeitamente isolante ($\sigma = 0$), o valor de δ tende a infinito, ou seja, o efeito de atenuação de campos é nulo.

Portanto, a redução de intensidade de uma onda eletromagnética ao atravessar um material metálico está relacionada à sua espessura, t , e ao seu efeito pelicular, δ .

2.2 Ultrassom

Além das ondas eletromagnéticas, outra forma de comunicação sem fio é através de ondas sonoras. A fala, a transmissão de sinal de localização realizada pela caixa preta de aeronaves e, novamente, o

código Morse, quando realizado através de batidas em um sólido, são alguns exemplos.

O som é definido como a propagação de uma frente de compressão mecânica de forma circuncêntrica em meios que contenham massa e elasticidade. Quando a frequência dessas ondas mecânicas atinge um valor superior a vinte mil ciclos por segundo (20 kHz), que é o limite superior da sensibilidade auditiva humana, o fenômeno é chamado de ultrassom.

O ultrassom pode ser gerado de diversas formas [52]. Aqui são abordadas duas: através de transdutores piezoelétricos e EMATs (do inglês, *Electromagnetic Acoustic Transducers*).

2.2.1 Transdutores Piezoelétricos

Na grande maioria dos dispositivos e transdutores ultrassônicos, o elemento ativo é piezoelétrico, que pode pertencer a um dos seguintes grupos: cristais de quartzo, cristais hidrossolúveis, monocristais, semicondutores piezoelétricos, cerâmicas piezoelétricas, polímeros e compósitos piezoelétricos [53].

Materiais piezoelétricos, quando submetidos a uma deformação mecânica, geram uma diferença de potencial elétrico. Inversamente, quando se aplica uma tensão elétrica às superfícies desses materiais, eles sofrem deformação mecânica, podendo contrair ou expandir, dependendo da polaridade da tensão aplicada.

Pode-se, portanto, utilizar transdutores piezoelétricos para a geração de ondas ultrassônicas em um meio sólido. Para tanto, é necessária a alimentação do transdutor por uma tensão alternada a uma frequência ultrassônica. Além disso, deve-se garantir um bom acoplamento entre o transdutor e o meio de propagação.

O principal benefício de utilização de ondas acústicas na comunicação através de paredes metálicas, em relação aos métodos que utilizam radiofrequência, é que essas ondas não são sensíveis à profundidade pelicular do material. Tal fato torna os transdutores piezoelétricos adequados para uso em uma grande variedade de materiais, incluindo superfícies condutoras espessas onde a utilização de radiofrequência seria inviável.

A principal limitação no uso desses transdutores está relacionada à necessidade de acoplamento acústico [54].

Transdutores piezoelétricos necessitam de contato físico com a superfície onde as ondas acústicas devem ser geradas. Para garantir um contato adequado, são utilizadas substâncias denominadas acoplantes.

Assim, o desempenho de transdutores piezoelétricos é fortemente dependente da qualidade do acoplamento entre o transdutor e o material. Um estudo realizado por Sherrit et al. [55] comparou diferentes técnicas de acoplamento de transdutores piezoelétricos a uma superfície de metal e demonstrou uma variação de quatro vezes na eficiência de transmissão de energia entre os métodos mais e menos eficientes.

No entanto, essa variação pode ser ainda maior, já que esse estudo assume o contato direto do acoplante com o metal. Tal contato, na prática, nem sempre é possível devido à presença de materiais isolantes ou revestimentos anticorrosivos, tais como esmalte ou tinta. Um teste comparativo sobre seções pintadas e sem pintura de uma amostra de metal pode facilmente demonstrar o forte decaimento na eficiência de transmissão na presença da camada de tinta. Do mesmo modo, superfícies irregulares e a própria corrosão podem degradar o desempenho de transdutores piezoelétricos ou até mesmo impedir por completo o seu funcionamento [19].

A necessidade de preparação da superfície de contato para obtenção de uma área lisa e limpa, onde o transdutor piezoelétrico possa ser posicionado, torna o método dispendioso ou mesmo impraticável em muitas aplicações. Situações onde a superfície deve permanecer inalterada ou que exigem um tempo rápido de instalação são alguns exemplos.

Em um cenário mais crítico, algumas aplicações inviabilizam o acoplamento do transdutor. Como exemplo, pode-se mencionar superfícies com elevada temperatura, que degradariam o acoplante, e aplicações que exijam o movimento relativo entre transdutor e superfície, que é a proposta deste trabalho.

Transdutores piezoelétricos são os mais utilizados para geração de ondas acústicas por serem bem compreendidos e por possuírem alta eficiência, desde que garantido o bom acoplamento com a superfície. No entanto, a dependência desse acoplamento torna o método pouco confiável quando o objetivo é a operação durante um período de tempo prolongado sem manutenção. O acoplante degrada com o tempo exigindo sua reposição periódica, o que torna o método inviável em cenários onde a região de contato é de difícil acesso.

Uma alternativa para contorno desses problemas é a utilização de EMATs.

2.2.2 EMATs

O transdutor acústico eletromagnético (EMAT) é um transdutor que utiliza mecanismos eletromagnéticos para geração e recepção de ondas acústicas sem contato com o material (metálico ou ferromagnético) onde a onda acústica se propaga.

A principal aplicação dos EMATs tem sido em ensaios não destrutivos. Detecção de falhas, como em rodas de trem [56], e caracterização de materiais são alguns exemplos de aplicação dos transdutores acústicos eletromagnéticos.

Embora haja aplicações e diversos estudos a respeito desses transdutores, EMATs apropriados à comunicação não estão comercialmente disponíveis [54].

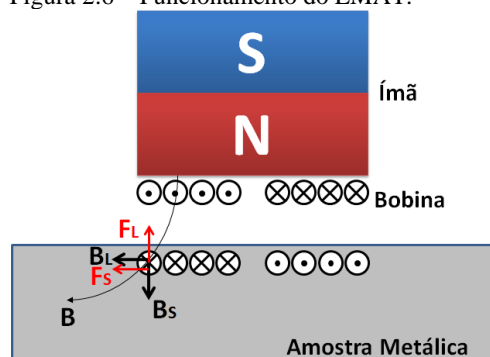
2.2.2.1 Princípio de Funcionamento do EMAT

Um EMAT é composto basicamente por dois componentes: um ímã permanente (ou um eletroímã) e uma bobina elétrica. O ímã é responsável pela geração de campo magnético estático. A bobina elétrica, alimentada com corrente alternada, geralmente em frequência ultrassônica, gera um campo magnético variante no tempo [56].

A operação de um EMAT em materiais condutores é baseada na Lei de Lenz, nas correntes de Foucault e na força de Lorentz.

A Figura 2.6 ilustra as partes básicas que compõem um EMAT e o seu princípio de funcionamento.

Figura 2.6 – Funcionamento do EMAT.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

A corrente alternada que flui na bobina elétrica gera um campo magnético variável ao redor do condutor. Esse campo magnético variável induz correntes elétricas na amostra metálica, denominadas correntes de Foucault, que se opõem à variação do campo aplicado (Lei de Lenz). Portanto, as correntes elétricas na amostra metálica têm sentidos opostos em relação às correntes na bobina do EMAT.

Por sua vez, as correntes de Foucault fluindo na amostra metálica estão submetidas a um campo magnético imposto pelo ímã do EMAT, dando assim origem a uma componente de força (força de Lorentz) dada pela equação:

$$\vec{F} = q \vec{v}_p \times \vec{B} \quad \text{Equação 2.14}$$

Onde q é a carga da partícula, \vec{v}_p é a velocidade da partícula, e \vec{B} é o campo magnético imposto pelo ímã. Como o termo $q \vec{v}_p$ é gerado pela corrente alternada na bobina do EMAT, \vec{F} também é alternada e atua diretamente na amostra, gerando uma onda acústica que se propaga no material.

Na Figura 2.6 é ilustrada a situação em que as linhas do campo magnético geradas pelo ímã são oblíquas à superfície da amostra e, portanto, podem ser decompostas em duas componentes: \vec{B}_S e \vec{B}_L , perpendicular e paralela, respectivamente, à superfície. Da Equação 2.14, pode-se concluir que as duas componentes respectivas de \vec{F} são: \vec{F}_S , paralela à superfície, e \vec{F}_L , normal à superfície. A presença de ambas as componentes de força gera a propagação de ondas acústicas longitudinais e transversais na amostra.

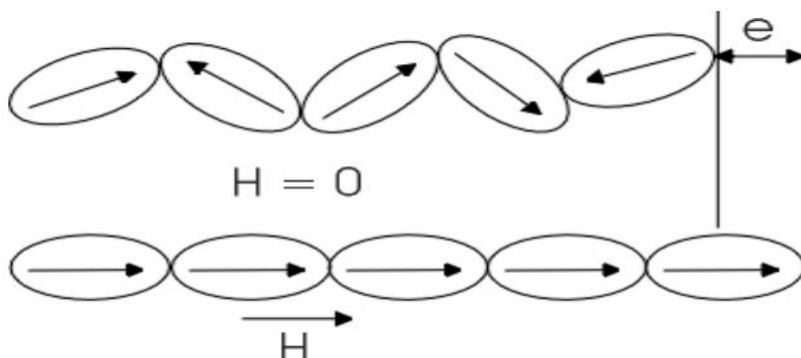
Se apenas a componente \vec{F}_S estivesse presente, as ondas transversais seriam predominantes, ao passo que \vec{F}_L geraria principalmente modos acústicos longitudinais.

Portanto, a orientação e o posicionamento da bobina do EMAT em relação ao campo magnético estático do ímã desempenha um papel fundamental na seleção do modo de propagação das ondas acústicas [57].

Em qualquer metal, com a utilização do EMAT, a força de Lorentz é observada. Em amostras ferromagnéticas, no entanto, outro fenômeno também contribui para a geração das ondas acústicas, chamado magnetostricção. Quando um campo magnético é aplicado em um material ferromagnético, os seus domínios magnéticos tendem a se alinhar ao campo. Esse alinhamento causa deformação na estrutura

cristalina do material que, conseqüentemente, sofre alteração nas suas dimensões [58][59], conforme ilustrado na Figura 2.7. Essas alterações são muito pequenas e de difícil quantificação. O campo magnético constante do ímã do EMAT provoca uma magnetostricção, porém constante. Já o campo magnético alternado, gerado pela bobina do EMAT, provoca uma magnetostricção alternada, gerando ondas elásticas que se propagam no material.

Figura 2.7 – Simplificação da magnetostricção. O alinhamento dos domínios magnéticos causado pela aplicação de um campo magnético externo provoca uma deformação (e) nas dimensões do material ferromagnético.



Fonte: [59].

Muitos estudos são observados na literatura no que diz respeito à verdadeira contribuição da magnetostricção na geração do ultrassom em materiais ferromagnéticos. A teoria mais aceita hoje é de que a força de Lorentz é a principal fonte de geração das ondas elásticas, sendo a magnetostricção responsável por uma parcela ínfima dessa geração.

2.2.2.2 Características, Vantagens e Limitações do EMAT

Como a onda acústica é gerada eletromagneticamente, o EMAT requer proximidade, porém, sem a necessidade de meio acoplante e de contato direto com a superfície. Assim, o EMAT é menos sensível às condições da superfície do material usado como meio de propagação, enquanto que, na aplicação de transdutores piezoelétricos, a superfície deve ser preparada para assegurar o acoplamento.

A magnitude da corrente induzida no material condutor e, portanto, a eficiência de transdução possuem proporção inversa em relação à separação entre o EMAT e a superfície metálica, conhecida na literatura como *liftoff*.

Qualquer camada de material não condutor colocado entre o transdutor e a superfície pode ser tratada puramente como um *liftoff* adicional, fazendo com que o desempenho do transdutor seja previsível. Tal fato não ocorre com transdutores piezoelétricos, onde o desempenho é fortemente dependente das propriedades acústicas da camada adicionada e do acoplante.

As estruturas da bobina e do ímã do EMAT podem ser projetadas para excitar padrões de ondas complexas, o que é difícil de ser realizado com os acoplantes utilizados em transdutores piezoelétricos [19].

Apesar das inúmeras vantagens, quando comparados aos transdutores piezoelétricos, os EMATs apresentam baixa eficiência de transdução [60]. Assim, são necessários processamentos de sinal mais complexos para separar o sinal de interesse dos ruídos. Além disso, os EMATs estão limitados à utilização em materiais condutores ou ferromagnéticos.

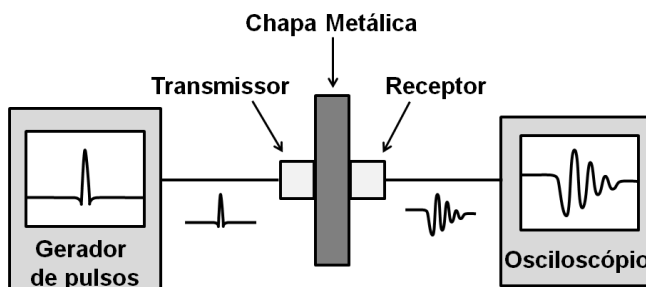
Embora, em uma superfície ideal, transdutores piezoelétricos sempre possuem maior eficiência [54][61], em cenários práticos, com superfícies irregulares, essa vantagem não é garantida.

2.2.3 Interferência Intersimbólica (IIS)

A ocorrência de interferências entre um sinal acústico transmitido e os ecos provenientes do sinal acústico anterior é denominada interferência intersimbólica (IIS). Embora os ecos acústicos tenham papel fundamental em diversas aplicações de ultrassom, como em medições de espessura de materiais, na área de comunicação esse fenômeno pode ser prejudicial. Essas interferências são observadas, sobretudo, na transferência de dados a altas taxas de transmissão [62].

A Figura 2.8 mostra o arranjo experimental usado por Primerano, Kam e Dandekar [63] para estudar o efeito de ecos no canal de transmissão de dados, na utilização de ultrassom. O experimento é composto por dois transdutores separados por uma chapa de aço com espessura de 6,35 mm. Os transdutores utilizados são dispositivos piezoelétricos disponíveis comercialmente e utilizados em ensaios não-destrutivos [64][65].

Figura 2.8 – Configuração do experimento para demonstração de eco acústico.

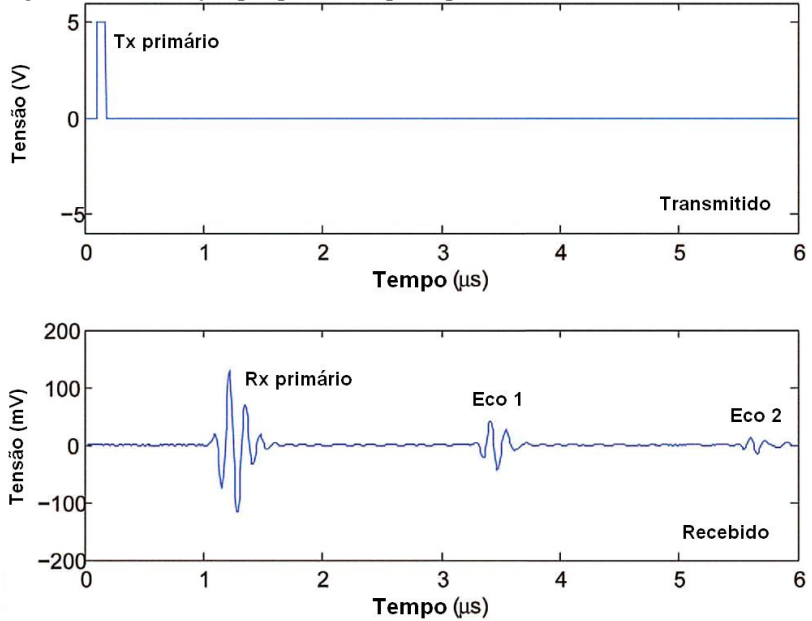


Fonte: Adaptado de [63].

Entre cada um dos transdutores e a placa metálica é utilizada uma fina camada de gel acoplante projetada para maximizar a transferência de potência acústica entre os dois componentes. Nessa configuração, o transmissor é conectado a um gerador de função e o receptor é conectado a um osciloscópio [63].

Para demonstração dos efeitos do eco acústico, os dados digitais são transmitidos pelo canal através de modulação por amplitude de pulso. A gráfico superior da Figura 2.9 mostra um pulso de 5 volts usado para excitar o transdutor de transmissão. Esse pulso representa um símbolo do dado a ser enviado através do canal. A excitação do transdutor de transmissão provoca a geração de uma onda acústica que viaja pelo material até atingir o transdutor de recepção. O gráfico inferior da Figura 2.9 mostra o sinal que chega ao receptor. Esse sinal é constituído por um pulso primário seguido por uma série de pulsos provenientes de ecos.

Figura 2.9 – Excitação por pulso e resposta primária com seus ecos.



Fonte: Adaptado de [63].

Em baixas taxas de transmissão, os ecos de um símbolo decaem suficientemente antes da recepção do pulso correspondente ao símbolo seguinte, de modo que a interferência intersimbólica não é um problema. Conforme essa taxa de transmissão aumenta, os pulsos de símbolos sucessivos tornam-se menos espaçados e os pulsos provenientes de ecos podem causar IIS [66] que, por sua vez, podem levar a erros de decisão na interpretação dos dados.

2.3 Comparação dos Métodos Abordados

Com os estudos realizados, pode-se realizar uma breve comparação entre as tecnologias passíveis de serem empregadas na transmissão de dados através das paredes metálicas, no que diz respeito aos transdutores, conforme apresenta a Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Comparação entre tecnologias de transdutores.

	Radiofrequência	Piezo	EMAT
Mecanismo de transmissão dos dados	Eletromagnético	Acústico	Acústico
Dependência de acoplamento	Não	Sim	Não
Disponibilidade no mercado ²	Sim	Sim	Não
Materiais (canal de comunicação)	Grande profundidade pelicular	Qualquer	Condutores e ferromagnéticos
Multipercurso (geração de ecos)	Não	Sim	Sim
Eficiência	Dependente do efeito pelicular	Alta	Baixa

Fonte: Elaborado pelo Autor.

2.4 Modulação do Sinal

Tanto em radiofrequência como em ultrassom, a informação da medição deve passar por um tratamento de sinal para que possa ser transmitida de forma confiável através do meio e interpretada corretamente pelo receptor. Esse tratamento de sinal para transmissão dos dados é realizado através do processo denominado modulação. O processo reverso, onde os dados são interpretados após atravessar o canal de comunicação, é chamado de demodulação.

A modulação consiste na alteração sistemática de um parâmetro de uma onda portadora de acordo com a mensagem que se deseja transmitir. Essa mensagem também pode ser chamada de sinal modulante.

² A disponibilidade a que se refere o texto está associada à existência de dispositivos que utilizam tais princípios e que poderiam ser adaptados para a aplicação proposta por este trabalho. No entanto, não existem dispositivos prontos, comercialmente disponíveis, para comunicação através de paredes metálicas [67].

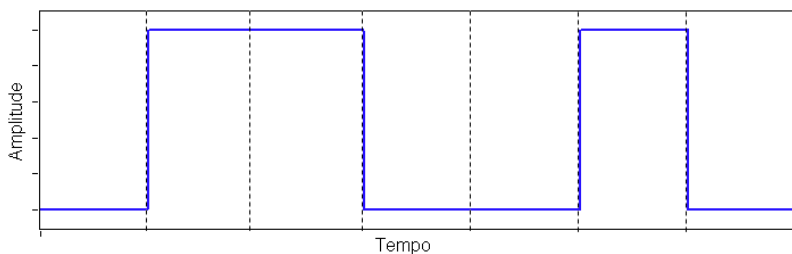
Esquemas de modulação digital podem ser classificados em modulação binária (com apenas dois símbolos) e M-ária (com M símbolos) [68][69]. No primeiro caso, cada símbolo representa um bit (zero ou um), enquanto que no segundo, cada símbolo representa um conjunto de bits.

Li, Hutchins e Green [70] demonstraram algumas características das principais técnicas de modulação binária. Tais características foram concluídas através de simulação e experimentos com ondas de ultrassom. São três as técnicas essenciais de modulação que foram abordadas:

- Modulação por Chaveamento de Amplitude (ASK);
- Modulação por Chaveamento de Frequência (FSK);
- Modulação por Chaveamento de Fase (PSK).

Nos itens seguintes, essas técnicas de modulação de sinal, assim como suas principais variantes, são abordadas. A Figura 2.10 apresenta um exemplo de sinal modulante binário onde a sequência “0110010” é representada. Tal sequência poderia referenciar, por exemplo, uma medição de inclinação (50°). Esse sinal modulante será utilizado, ao longo dos itens seguintes, como base para exemplificação dos diversos métodos de modulação.

Figura 2.10 – Exemplo de sinal modulante.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

2.4.1 Modulação por Chaveamento de Amplitude (ASK)

Modulação por Chaveamento de Amplitude ou ASK (do inglês, *Amplitude Shift Keying*) é a forma mais simples de modulação digital, onde símbolos são representados através de várias amplitudes discretas em uma portadora com frequência constante.

Na modulação ASK binária (BASK ou 2ASK), onde apenas dois símbolos são necessários, a portadora pode ser simplesmente ligada ou desligada. Nesse caso, a modulação também pode ser chamada de OOK (do inglês, *On-Off Keying*).

Matematicamente, a forma geral de uma portadora do sinal modulado por amplitude, $s(t)$, pode ser escrita como:

$$s(t) = a(t) \text{sen}(\omega_c t + \varphi) \quad \text{Equação 2.15}$$

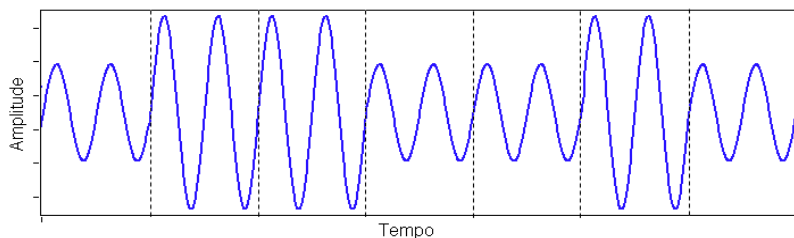
Onde $a(t)$ é a variável amplitude que representa o símbolo, ω_c é a frequência angular da portadora e φ é a fase.

A Figura 2.11 apresenta a modulação do sinal modulante apresentado na Figura 2.10 através de uma ASK convencional. Na Figura 2.12, a mesma sequência pode ser observada em uma modulação ASK do tipo OOK.

A modulação OOK utiliza uma largura de banda estreita, como pode ser observado na Figura 2.13, que apresenta o espalhamento espectral de um sinal modulado por amplitude com uma onda portadora de 250 kHz.

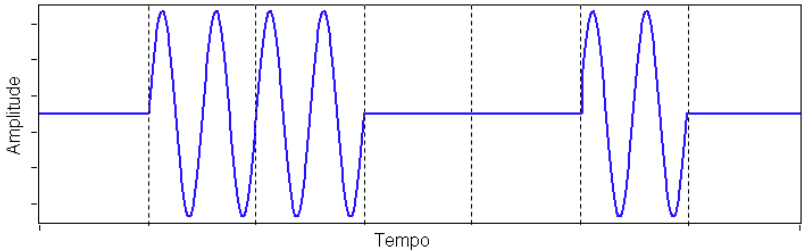
O acréscimo do número de símbolos na modulação ASK possibilita uma maior taxa de transmissão de dados. Por outro lado, esse acréscimo pode não significar uma comunicação mais rápida devido ao aumento da probabilidade de erros de interpretação do símbolo pelo receptor, caso as diferenças de amplitude entre um símbolo e outro sejam reduzidas. Portanto, para aumentar o alfabeto de modulação no método ASK, sem que haja aumento na probabilidade de erros na transmissão de dados, é preciso aumentar a energia do sistema.

Figura 2.11 – Modulação por Chaveamento de Amplitude (ASK).



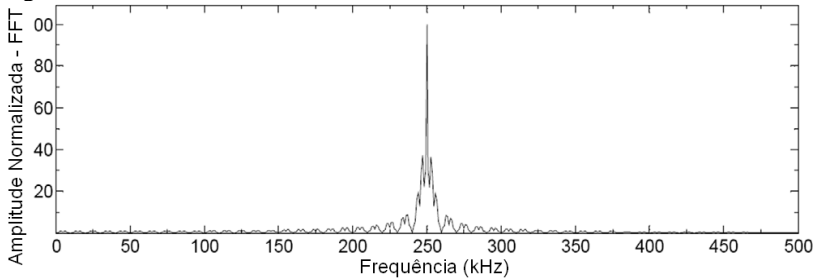
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 2.12 – Modulação por Chaveamento de Amplitude do tipo OOK.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 2.13 – FFT de um sinal modulado em OOK.



Fonte: Adaptado de [70].

A modulação por chaveamento de amplitude pode ser crítica quando o sinal transmitido sofre atenuações significativas no canal de comunicação, podendo levar a erros de interpretação no demodulador ou até mesmo inviabilizar por completo a transferência de dados. Da mesma forma, a modulação ASK apresenta baixa imunidade a ruídos no canal.

2.4.2 Modulação por Chaveamento de Frequência (FSK)

A modulação FSK (do inglês, *Frequency Shift Keying*) é uma alternativa para a modulação ASK, sendo consideravelmente menos sensível às flutuações de amplitude sofridas pela portadora no canal de comunicação.

A FSK transmite os dados usando frequências distintas para representar cada símbolo. Na modulação binária por chaveamento de frequência (BFSK), os estados “um” e “zero” são modulados,

respectivamente, por duas portadoras, $s_1(t)$ e $s_2(t)$, em diferentes frequências (ω_{c1} e ω_{c2}). Estas duas portadoras podem ser escritas como:

$$s_1(t) = A \sin(\omega_{c1} t + \varphi) \quad \text{Equação 2.16}$$

$$s_2(t) = A \sin(\omega_{c2} t + \varphi) \quad \text{Equação 2.17}$$

A modulação FSK geralmente é mais difícil de operar do que a OOK, pois a alternância de amplitude é mais simples de se obter do que a mudança de frequência.

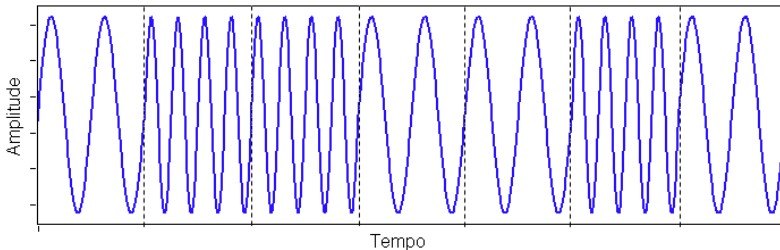
A Figura 2.14 apresenta a sequência do sinal modulante “0110010” modulado em FSK.

A largura de banda total ocupada pelo sinal FSK depende da separação entre as frequências que representam os símbolos da mensagem a ser transmitida. Na Figura 2.15, é possível observar o espalhamento espectral de um sinal modulado em BFSK com portadoras de 200 kHz e 300 kHz.

A taxa de erro de bit, BER (do inglês, *bit error rate*), diminui com uma maior separação entre as frequências. Porém, nesse caso, aumenta-se o espalhamento espectral da onda portadora.

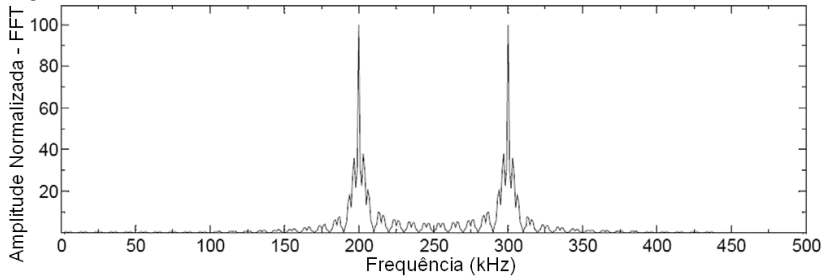
Da mesma forma, o aumento do número de símbolos sem o aumento do espalhamento espectral da onda portadora pode acarretar uma maior taxa de erro de bit.

Figura 2.14 – Modulação por Chaveamento de Frequência (FSK).



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 2.15 – FFT de um sinal modulado em BFSK.



Fonte: Adaptado de [70].

2.4.3 Modulação por Chaveamento de Fase (PSK)

Na modulação PSK (do inglês, *Phase Shift Keying*), a fase da portadora é alterada para cada símbolo da mensagem. Matematicamente, a modulação PSK pode ser descrita pela equação:

$$s(t) = \text{sen}(\omega_c t + \varphi(t)) \quad \text{Equação 2.18}$$

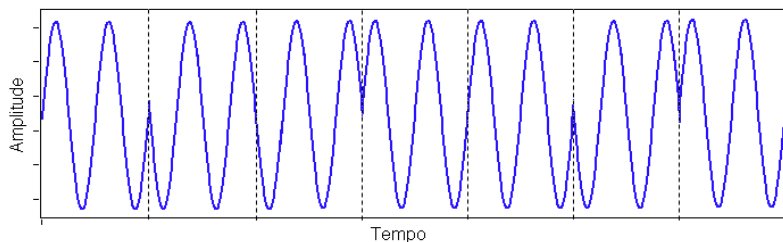
Na modulação PSK, a informação está contida na fase instantânea da portadora modulada. Geralmente, essa fase é imposta e medida em relação a uma portadora de sinal constante com fase conhecida, também chamada de PSK coerente.

A modulação PSK mais simples é a modulação binária por chaveamento de fase (BPSK), a qual possui apenas duas fases, geralmente “zero” e “ π ”.

A Figura 2.16 apresenta a modulação por chaveamento de fase e a Figura 2.17 sua respectiva fase coerente. Novamente, o sinal modulante utilizado foi aquele apresentado na Figura 2.10.

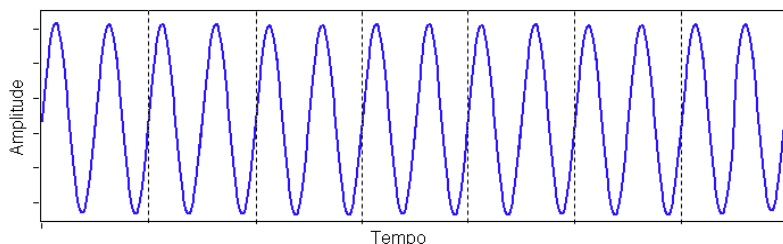
Se as mudanças de fase são abruptas nos limites dos símbolos, então a largura de banda ocupada será muito maior do que em mudanças suaves entre estados de fase. Para essa suavização são utilizados filtros de conformação de pulso [70]. A Figura 2.18 apresenta o espalhamento espectral de um sinal modulado em BPSK com onda portadora de 250 kHz e com suavização das mudanças de fase.

Figura 2.16 – Modulação por Chaveamento de Fase (PSK).



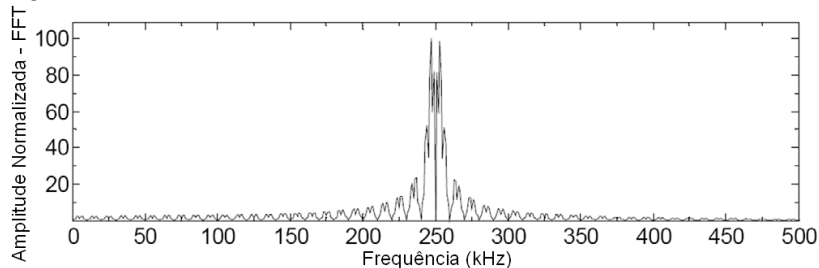
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 2.17 – Fase coerente de uma Modulação por Chaveamento de Fase.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 2.18 – FFT de um sinal modulado em BPSK.

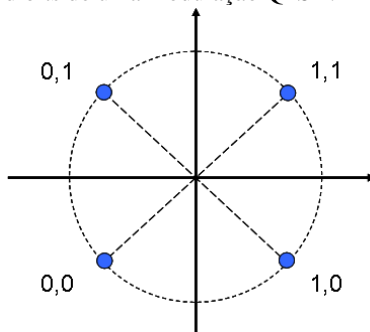


Fonte: Adaptado de [70].

Uma alternativa para aumentar a taxa de transmissão de dados é a utilização da modulação por chaveamento de quadratura de fase, QPSK. Nessa modulação, é possível transmitir dois bits por símbolo, sendo utilizados quatro símbolos, enquanto que na modulação BPSK apenas um bit é transmitido por símbolo, sendo empregados apenas dois símbolos. Por esse motivo, a QPSK é também conhecida como 4PSK, enquanto que a modulação binária é chamada de 2PSK.

Na QPSK, a portadora pode assumir quatro valores de fase, cada um representando uma determinada sequência de dois bits (dibit), como se pode observar na Figura 2.19. No exemplo, são utilizadas as fases 45° , 135° , 225° e 315° , cada um correspondendo a um dibit.

Figura 2.19 – Fases e respectivos dibits de uma modulação QPSK.

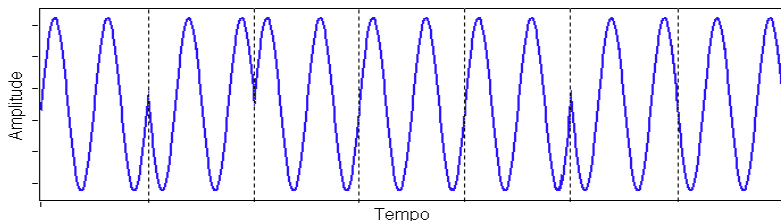


Fonte: Elaborado pelo Autor.

Uma variante do método PSK convencional é a Modulação por Chaveamento Diferencial de Fase, DPSK. Ao contrário do método descrito anteriormente, a DPSK não utiliza a fase absoluta para um símbolo e sim a relação com a fase do símbolo anterior. O receptor, portanto, se preocupa apenas com as mudanças de fase do sinal recebido e não com a fase absoluta [71]. A implementação da modulação DPSK é significativamente mais simples devido ao fato de não ser necessária a utilização de uma fase coerente no modulador e no demodulador.

Na Figura 2.20, é possível perceber a diferença da modulação DPSK em relação à modulação PSK convencional da Figura 2.16, quando o mesmo sinal modulante é codificado.

Figura 2.20 – Modulação por Chaveamento Diferencial de Fase (DPSK).



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Assim, também pode ser implementada uma modulação por “mudança de fase”, como também é conhecida a DPSK, com a representação de dois bits por símbolo, denominada Modulação por Chaveamento Diferencial de Quadratura de Fase (DQPSK). Nesse caso, quatro mudanças de fase na portadora são possíveis, sendo cada uma responsável pela representação sequencial de dois bits, como indicado na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Representação dos dibits referentes aos símbolos de uma modulação DQPSK.

Sequência de bits	Mudança de fase correspondente
00	0°
01	+ 90°
10	+ 180°
11	+ 270°

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Como quatro símbolos são utilizados para a transmissão do dibit, esse método também é chamado de 4DPSK. Uma variação do método é a transmissão de não apenas dois, mas três bits por símbolo (tribit). Nesse caso, são utilizados oito símbolos representados por mudanças de fase de 45°, sendo essa modulação então denominada 8DPSK.

Diversas outras formas de modulação podem ser implementadas, inclusive concatenando características de modulações diferentes, como é o caso da QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Na QAM, os símbolos são diferenciados pelas diferentes combinações de fase e amplitude. Dessa forma, a Modulação de Amplitude em Quadratura é uma combinação das modulações ASK e PSK [72]-[74].

Para a modulação QAM, são utilizadas duas portadoras de mesma frequência, porém defasadas em noventa graus (em quadratura), moduladas independentemente por amplitude e fase. Após moduladas separadamente, as duas portadoras são somadas e transmitidas através do canal de comunicação.

Dessa forma, uma modulação com dezesseis símbolos (16QAM) pode ser desenvolvida utilizando-se duas amplitudes e duas fases distintas para cada portadora, sendo possíveis quatro estados por portadora e, conseqüentemente, os dezesseis símbolos do respectivo alfabeto de modulação.

Quando as duas portadoras são somadas e transmitidas pela modulação QAM, o sinal transmitido possui a forma descrita pela Equação 2.19.

$$s(t) = I(t)\cos(\omega_c t) + Q(t)\sen(\omega_c t) \quad \text{Equação 2.19}$$

Onde $I(t)$ e $Q(t)$ são os sinais modulados em amplitude e fase para codificação dos dados a serem transmitidos.

Na demodulação, os sinais devem ser separados para viabilizar a interpretação do código. Devido à propriedade de ortogonalidade dos sinais modulados, é possível detectá-los separadamente. Assim, o sinal modulado $s(t)$ é multiplicado por uma componente cossenoidal para obter-se $I(t)$ e por uma componente senoidal para obter-se $Q(t)$.

Assim, para separar a componente $I(t)$, faz-se:

$$r_i(t) = s(t)\cos(\omega_c t) \quad \text{Equação 2.20}$$

Substituindo a Equação 2.19 na Equação 2.20, tem-se que:

$$r_i(t) = I(t)\cos(\omega_c t)\cos(\omega_c t) + Q(t)\sen(\omega_c t)\cos(\omega_c t) \quad \text{Equação 2.21}$$

Por identidade trigonométrica:

$$r_i(t) = \frac{1}{2}I(t)[1 + \cos(2\omega_c t)] + \frac{1}{2}Q(t)\sen(2\omega_c t) \quad \text{Equação 2.22}$$

E, portanto:

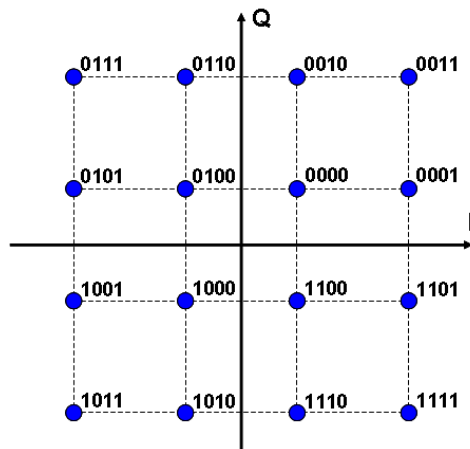
$$r_i(t) = \frac{1}{2}I(t) + \frac{1}{2}[I(t)\cos(2\omega_c t)] + \frac{1}{2}Q(t)\sen(2\omega_c t) \quad \text{Equação 2.23}$$

Aplicando-se um filtro passa-baixa na expressão $r_i(t)$, os termos de alta frequência contendo $(2\omega_c t)$ podem ser removidos, sobrando apenas o termo $I(t)$. Dessa forma, pode-se obter o componente “em fase”, $I(t)$, independentemente do componente em “quadratura”, $Q(t)$.

Do mesmo modo, pode-se multiplicar o sinal $s(t)$ por uma onda senoidal e, posteriormente, utilizar um filtro passa-baixa para extrair o componente $Q(t)$.

Um exemplo de diagrama de constelação de uma modulação 16QAM pode ser observado na Figura 2.21. Apesar de existirem outras configurações, os pontos da constelação da QAM são geralmente dispostos em forma de quadrado com espaçamentos iguais, tanto na direção vertical quanto na direção horizontal.

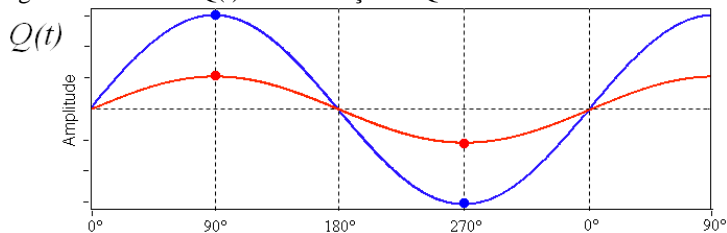
Figura 2.21 – Exemplo de um diagrama de constelação de 16QAM.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

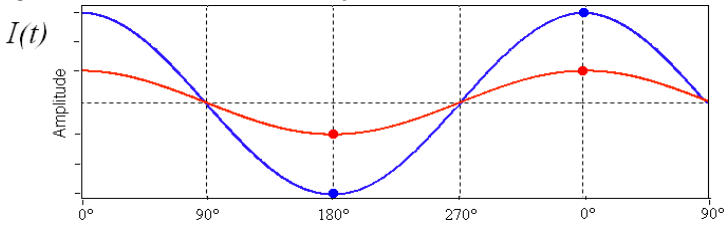
Para construção do diagrama de constelação apresentado na Figura 2.21, foram utilizados os sinais de $Q(t)$ e $I(t)$ ilustrados nas Figuras 2.22 e 2.23, respectivamente.

Figura 2.22 – Sinal $Q(t)$ de modulação 16QAM.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 2.23 – Sinal $I(t)$ de modulação 16QAM.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Tanto o sinal $Q(t)$ quanto o sinal $I(t)$ são modulados em amplitude e em fase. No caso apresentado, são utilizadas duas amplitudes distintas, sendo uma delas três vezes maior do que a outra, em ambos os sinais. O sinal $Q(t)$ pode assumir as fases 90° e 270° , enquanto que o sinal $I(t)$ pode assumir as fases 0° e 180° . Assim, são obtidos os quatro estados de cada sinal, destacados nas Figuras 2.22 e 2.23.

Dessa forma, as combinações de fase e amplitude geram dezesseis estados possíveis, representados pelos pontos no diagrama de constelação da Figura 2.21, viabilizando assim a transmissão de um quadribit por estado, conforme pode ser observado na Tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Exemplo de representação de estados de uma modulação 16QAM.

Quadrante	Fase de $Q(t)$	Fase de $I(t)$	Amplitude de $Q(t)$	Amplitude de $I(t)$	Quadribit
1º	90°	0°	Baixa	Baixa	0000
1º	90°	0°	Baixa	Alta	0001
1º	90°	0°	Alta	Baixa	0010
1º	90°	0°	Alta	Alta	0011
2º	90°	180°	Baixa	Baixa	0100
2º	90°	180°	Baixa	Alta	0101
2º	90°	180°	Alta	Baixa	0110
2º	90°	180°	Alta	Alta	0111
3º	270°	180°	Baixa	Baixa	1000
3º	270°	180°	Baixa	Alta	1001
3º	270°	180°	Alta	Baixa	1010
3º	270°	180°	Alta	Alta	1011
4º	270°	0°	Baixa	Baixa	1100
4º	270°	0°	Baixa	Alta	1101
4º	270°	0°	Alta	Baixa	1110
4º	270°	0°	Alta	Alta	1111

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Partindo-se para uma constelação de maior ordem é possível transmitir mais bits por símbolo. Entretanto, se a energia total do sistema não for aumentada, os pontos da constelação estarão mais próximos uns dos outros. Na prática, essa proximidade implica menor imunidade a ruídos e, conseqüentemente, aumento da BER. Conclui-se, então, que para uma constelação de maior ordem, 64QAM, por exemplo, deve-se aumentar a energia do sistema para manter-se a mesma distância entre os pontos.

As modulações 64QAM e 256QAM, por exemplo, são recomendadas pela SCTE (do inglês, *Society of Cable Telecommunications Engineers*), através da norma ANSI/SCTE 07 2006, para transmissão de dados do sistema de televisão digital a cabo [75].

2.4.4 Análise Comparativa dos Métodos de Modulação

No que tange à modulação de sinais pelos métodos apresentados, considerando a teoria abordada e os experimentos realizados por Li, Hutchins e Green [70], pode-se inferir:

- OOK é o esquema mais simples de modulação, já que requer apenas uma portadora sendo ligada e desligada;
- Quanto maior a distância entre transmissor e receptor, mais evidente é a limitação do ASK em relação à FSK e à PSK no que se refere à relação sinal/ruído. Quando a relação sinal-ruído (SNR) diminui, os símbolos da modulação ASK sofrem distorções podendo afetar a demodulação. Em outras palavras, a modulação ASK possui a menor imunidade a ruídos entre os métodos discutidos;
- FSK e PSK são modulações com envoltória constante e, portanto, insensíveis às variações de amplitude do canal;
- A largura de banda da BPSK, com a aplicação de filtros de conformação de pulso, é similar a da OOK;
- A modulação BFSK tem uma eficiência de largura de banda inferior à OOK e à BPSK;
- Nos experimentos de Li, Hutchins e Green, a modulação BPSK demonstrou melhor desempenho, em termos de BER e SNR, do que a OOK e a BFSK [70]. No entanto, a modulação por chaveamento de fase é a que possui maior complexidade de implementação.

2.5 Conclusões do Capítulo

O conteúdo deste capítulo apresenta algumas das características, vantagens e limitações de diferentes métodos de comunicação sem fio através de paredes metálicas.

A utilização da radiofrequência, embora seja o principal método de comunicação sem fio presente no mercado, apresenta uma severa limitação na presença de obstáculos metálicos devido ao efeito pelicular.

A aplicação de ultrassom, por sua vez, apresenta-se imune ao efeito pelicular. Todavia, um cuidado especial deve ser tomado quanto ao acoplamento (na utilização de transdutores piezoelétricos) ou proximidade (na utilização de EMATs) com o metal a fim de viabilizar sua utilização. No caso do EMAT, a principal dificuldade de utilização reside na sua baixa eficiência de transdução, além da indisponibilidade comercial de transdutores dessa natureza aplicáveis em sistemas de comunicação.

Além disso, diferentes métodos de modulação de sinal são apresentados. A modulação do sinal é necessária para que a mensagem possa ser codificada, transmitida através do canal de comunicação (parede metálica) e decodificada pelo receptor.

3 ESTUDO DE VIABILIDADE DE UTILIZAÇÃO DE RADIOFREQUÊNCIA NA COMUNICAÇÃO ATRAVÉS DE PAREDES METÁLICAS

A radiofrequência é o meio de comunicação mais utilizado em sistemas de transferência de dados sem fio. No entanto, como discutido no capítulo 2, essa tecnologia encontra algumas dificuldades na presença de barreiras metálicas entre emissor e receptor.

Este capítulo inicia com a apresentação de alguns ensaios preliminares demonstrando tais dificuldades. Em seguida, são descritos métodos para a medição da permeabilidade magnética e condutividade elétrica do aço. Tais parâmetros foram quantificados para uma amostra de aço proveniente de um tubo utilizado na indústria petrolífera, sendo essenciais para posterior discussão da capacidade de blindagem eletromagnética exercida por materiais dessa natureza nas comunicações por radiofrequência.

Posteriormente, uma discussão sobre campo próximo e campo distante é realizada e, finalmente, uma análise do problema de comunicação por radiofrequência através de paredes metálicas é realizada utilizando ferramentas de simulação por elementos finitos.

3.1 Ensaios Preliminares com Radiofrequência

Para demonstrar o efeito pelicular (discutido no item 2.1.1) na comunicação por radiofrequência, utilizou-se um sistema RFID ativo de medição de temperatura disponível no laboratório, o modelo 2R2200 [76], fabricado pela Protrac iD.

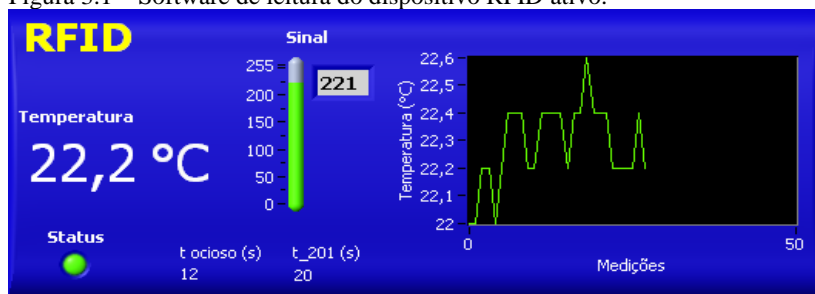
Dispositivos RFID podem ser construídos para operar em variadas frequências. A frequência de cada equipamento é determinada de acordo com a aplicação de interesse. Questões como alcance, taxa de transmissão de dados e interferência eletromagnética devem ser consideradas na escolha da faixa de frequência de operação de cada sistema.

O sistema de medição utilizado trabalha na frequência de 433,92 MHz e é composto, basicamente, por um transdutor e um receptor. O transdutor possui uma bateria para amplificação do sinal transmitido ao receptor, sendo por isso denominado “sistema RFID

ativo”. As informações transmitidas são referentes ao valor obtido em cada medição e à identificação do transdutor. O receptor recebe a informação proveniente do transdutor e a transmite a um computador através de uma porta serial.

Um software foi desenvolvido em ambiente de programação LabVIEW para tratamento do sinal e visualização do resultado da medição. O software fornece informações como indicação da medição de temperatura e intensidade do sinal que chega ao receptor. O painel frontal do software desenvolvido pode ser visualizado na Figura 3.1.

Figura 3.1 – Software de leitura do dispositivo RFID ativo.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Em um primeiro momento, o transdutor RFID foi posicionado sobre uma tela metálica a uma distância de 200 mm da antena do receptor, conforme indicado na Figura 3.2.

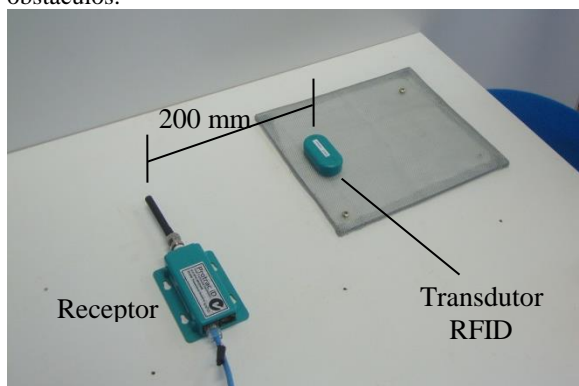
O sistema foi programado de forma a realizar vinte medições a intervalos de vinte segundos. Intervalo este, intrínseco ao equipamento.

Embora peças metálicas nas proximidades de um sistema que trabalha com radiofrequência possam prejudicar seu desempenho, o sistema de medição foi capaz de realizar a leitura da temperatura, no local proposto, nas vinte medições.

Nessa configuração, o software indicou uma potência média do sinal em RSSI³ de 221, em uma escala de 0 a 255, com desvio padrão de 2,08, nas vinte medições realizadas.

³ RSSI, do inglês *Received Signal Strength Indication*, é um valor adimensional utilizado para a indicação da potência do sinal de radiofrequência. O valor RSSI máximo é arbitrado pelo fabricante, sendo de 255 para o equipamento utilizado.

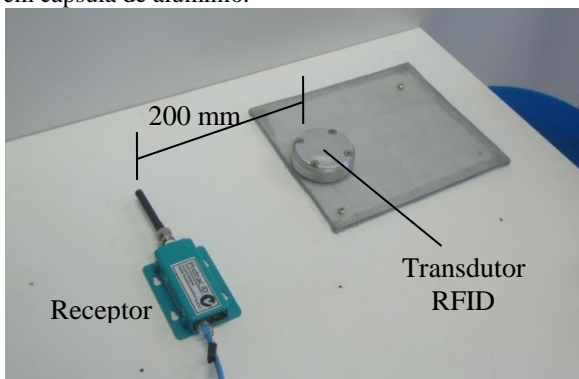
Figura 3.2 – Comunicação de sistema RFID sem obstáculos.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Em seguida, foi realizado um experimento para a verificação dos efeitos de um enclausuramento metálico do transdutor RFID. Para tanto, o transdutor foi disposto dentro de uma cápsula de alumínio com espessura de parede de 2,4 mm (Figura 3.3).

Figura 3.3 – Sistema de comunicação RFID enclausurado em cápsula de alumínio.



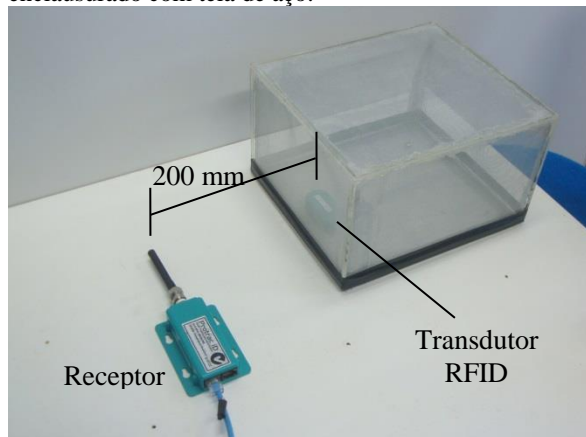
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Nessa configuração, o dispositivo não conseguiu realizar nenhuma das vinte leituras. Ou seja, a cápsula de alumínio bloqueia a comunicação a 433,92 MHz do sistema RFID utilizado, de tal forma que não foi possível a realização de leitura de intensidade do sinal pelo receptor (RSSI = 0).

O efeito de bloqueio das ondas eletromagnéticas provenientes do transdutor RFID já era esperado, pois, considerando a permeabilidade magnética de $4\pi \times 10^{-7}$ H/m e a condutividade elétrica de $36,36 \times 10^6$ S/m [40], na frequência de 433,92 MHz, a profundidade pelicular do alumínio é de, aproximadamente, $4,0 \mu\text{m}$ (conforme Equação 2.11).

Efeito semelhante ocorreu quando uma caixa acrílica revestida por uma tela metálica de aço com espessura de 0,2 mm e espaçamento entre fios de 1,4 mm, aproximadamente, (mesmas características da base metálica das Figuras 3.2 e 3.3) foi utilizada para o enclausuramento do transdutor (Figura 3.4).

Figura 3.4 – Teste de comunicação com RFID enclausurado com tela de aço.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

A tela metálica também bloqueia a comunicação a 433,92 MHz, sendo que, da mesma forma como ocorreu no experimento anterior, nenhuma leitura foi realizada pelo receptor (RSSI = 0).

Considerando uma permeabilidade magnética de $8,75 \times 10^{-4}$ H/m e uma condutividade elétrica de $6,25 \times 10^6$ S/m [77], a profundidade pelicular do aço, novamente na frequência de 433,92 MHz, é de, aproximadamente, $0,4 \mu\text{m}$ (muito menor que a espessura da tela).

Mesmo sendo uma tela e não uma superfície contínua, tal análise é válida, pois o comprimento de onda (λ), gerado pelo dispositivo RFID, respeita a relação:

$$L < \frac{\lambda}{10} \quad \text{Equação 3.1}$$

Onde L é o espaçamento da malha metálica (1,4 mm) e λ , o comprimento de onda, que pode ser calculado pela Equação 3.2.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad \text{Equação 3.2}$$

Onde c refere-se à velocidade da onda no vácuo e f , à frequência da onda.

Como a condição da Equação 3.1 é respeitada, pode-se considerar a malha metálica utilizada, em termos de blindagem eletromagnética, como uma lâmina contínua de espessura igual a 0,2 mm.

Os dutos de transporte de interesse para este trabalho são aqueles constituídos de aço regulamentado pela norma API 5L.

Cabe lembrar que o termo “aço” é a definição de uma liga metálica essencialmente formada por percentagens variáveis de ferro e carbono. Portanto, os valores de permeabilidade magnética e condutividade elétrica do aço utilizados nos cálculos do ensaio preliminar descrito neste item são uma aproximação para materiais dessa família. No entanto, esses valores podem variar consideravelmente para cada composição utilizada na fabricação da liga. A permeabilidade magnética relativa, por exemplo, pode variar de 500 a 5000 para o aço [78].

A norma API 5L não apresenta valores de condutividade elétrica e permeabilidade magnética. Portanto, experimentos para a determinação desses parâmetros foram realizados para um cálculo mais confiável da intensidade do campo eletromagnético (em variadas frequências) que consegue atravessar as paredes de dutos compostos por esse material. Assim, uma análise mais razoável com respeito à viabilidade da utilização de radiofrequência na comunicação através de paredes formadas por aço API 5L pode ser realizada.

Para os experimentos apresentados a seguir, foram utilizadas amostras extraídas de um tubo de aço, regulamentado pela norma API 5L, disponível no laboratório. A rastreabilidade para determinação exata do tipo de aço empregado na fabricação do tubo utilizado é precária. No entanto, a análise metalográfica realizada no Laboratório de

Caracterização Microestrutural da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) e a avaliação de especialistas indicam tratar-se de um aço API 5L X-80.

3.2 Determinação da Condutividade Elétrica do Aço Amostrado

A condutividade elétrica (σ) é uma característica do material que indica a facilidade com a qual ele é capaz de conduzir uma corrente elétrica. Conforme indicado pela Equação 3.3, o inverso da condutividade elétrica é chamado de resistividade elétrica (ρ) que, por sua vez, é uma grandeza relacionada ao impedimento sofrido pelos portadores de carga no deslocamento através do material.

$$\rho = \frac{1}{\sigma} \quad \text{Equação 3.3}$$

Deve-se tomar cuidado para não confundir os termos resistência (R) e resistividade (ρ). Enquanto o primeiro é dependente das dimensões e do tipo de material, o segundo depende apenas do material. Portanto, resistência é uma característica do objeto e resistividade é uma propriedade da matéria.

A relação entre resistência e resistividade elétrica pode ser expressa pela Equação 3.4.

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad \text{Equação 3.4}$$

Onde l é o comprimento do material em metros, A é a área da seção transversal do material em metros quadrados e a resistividade ρ é medida em ohms-metros.

Rearranjando a Equação 3.4 e substituindo R por V/i , pode-se definir a condutividade elétrica em um sólido de acordo com a Equação 3.5.

$$\sigma = \frac{il}{VA} \quad \text{Equação 3.5}$$

Onde i é corrente elétrica medida em ampères e V , a tensão elétrica medida em volts.

A Equação 3.5 é de grande relevância para a determinação da condutividade elétrica de um material, que pode ser realizada através de diversos métodos.

3.2.1 Métodos de Medição da Condutividade Elétrica

Diversos são os métodos descritos na literatura que podem ser utilizados para a determinação da resistividade elétrica e, portanto, da condutividade elétrica.

Neste trabalho, serão abordados apenas dois métodos, escolhidos pela simplicidade e aplicabilidade na determinação da condutividade elétrica de materiais condutores: método de duas pontas e método da sonda de quatro pontas.

Para um estudo mais aprofundado sobre os demais métodos, inclusive para a determinação da condutividade elétrica de outros tipos de materiais, recomenda-se a leitura das referências [79] e [80].

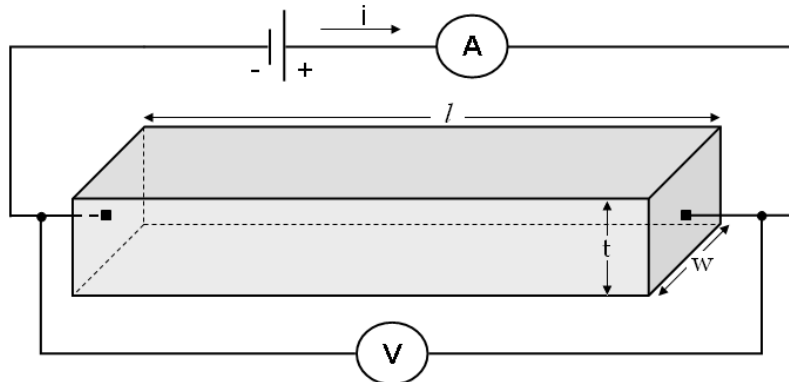
3.2.1.1 Método de duas pontas

Também chamado de método de dois terminais, o método de duas pontas é o mais simples de todos. Conforme ilustra a Figura 3.5, a utilização do método de duas pontas consiste na aplicação de uma corrente elétrica no material metálico através de uma fonte de tensão com seus terminais ligados a lados opostos da amostra. A tensão aplicada, as dimensões do material e a sua condutividade determinam a corrente elétrica que flui pela amostra.

Assim, monitora-se tanto a tensão aplicada na amostra, através de um voltímetro em paralelo, como a corrente elétrica que circula pelo material, através de um amperímetro em série com a fonte.

Conhecendo-se a corrente elétrica que circula pelo sistema, a tensão elétrica aplicada à amostra e as dimensões da amostra, é possível, através da Equação 3.5, calcular a condutividade do material.

Figura 3.5 – Método de duas pontas para cálculo da condutividade elétrica.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

O método de duas pontas, no entanto, não é recomendado para medidas de resistividade mais rigorosas no que tange à exatidão dos resultados. Quando se utiliza esse método, o resultado obtido na medição da tensão elétrica leva em conta uma resistência total, que corresponde à soma da resistência da amostra com resistências parasitas, conforme indicado na Equação 3.6.

$$R_T = R_a + 2R_c + 2R_{pr} \quad \text{Equação 3.6}$$

Onde R_T é a resistência elétrica total utilizada no cálculo da resistividade, R_a é a resistência elétrica efetiva da amostra, R_c é a resistência elétrica que surge do contato mecânico entre as pontas e a amostra e R_{pr} é a resistência elétrica de propagação, que se refere à resistência encontrada pela corrente no percurso entre os terminais do voltmímetro e as pontas que estão em contato com a amostra.

As resistências parasitas, R_c e R_{pr} , não são facilmente determinadas (sobretudo a primeira) e, portanto, R_a não pode ser facilmente extraída da Equação 3.6.

Para melhorar os resultados de medição da resistividade elétrica, e consequentemente da condutividade elétrica, podem ser utilizadas quatro pontas. Assim, os efeitos das resistências parasitas no resultado de medição podem ser drasticamente reduzidos, como mostra o item seguinte.

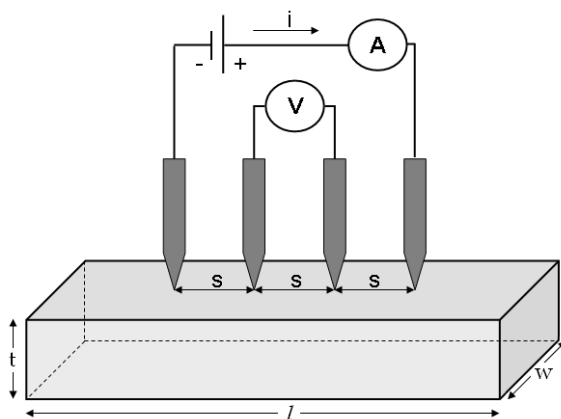
3.2.1.2 Método da sonda de quatro pontas

O método da sonda de quatro pontas, também conhecido como método de quatro terminais, é o mais utilizado para a determinação da resistividade elétrica de condutores metálicos e semicondutores [81].

Conforme já mencionado no item anterior, a utilização de quatro pontas tem o objetivo de reduzir os efeitos das resistências parasitas presentes no método de duas pontas.

No método de quatro pontas, duas pontas são utilizadas para fornecer a corrente e as outras duas para monitorar a tensão. Os contatos pontuais são dispostos geralmente em linha e equidistantes, conforme ilustrado na Figura 3.6. Outras disposições podem ser utilizadas, porém essa configuração simplifica os cálculos.

Figura 3.6 – Método de quatro pontas para cálculo da condutividade elétrica.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Às pontas externas, é conectada uma fonte de tensão contínua em série com um amperímetro. Às pontas internas, é conectada um voltmímetro que monitora a tensão gerada naquela região devido à corrente que circula no circuito externo.

Embora as resistências parasitas, R_c e R_{pr} , ainda estejam presentes e provoquem alterações na corrente que circula pelas pontas externas, seus efeitos no monitoramento da tensão são muito pequenos e podem ser desprezados no cálculo da condutividade elétrica da amostra. Tal fato ocorre devido à utilização de duas pontas exclusivas para o monitoramento da tensão, às quais é conectado um voltmímetro de alta

impedância. Portanto, através dessas pontas, a corrente elétrica que circula é desprezível e, conseqüentemente, as resistências parasitas não influenciam no cálculo da condutividade.

A utilização de espaçamentos iguais (s) entre as pontas simplifica a equação utilizada para o cálculo da condutividade elétrica (σ) do material, resumindo-se à Equação 3.7 para uma amostra com dimensões semi-infinitas.

$$\sigma = \frac{i}{2\pi sV} \quad \text{Equação 3.7}$$

Entretanto, em casos práticos, as dimensões da amostra do material não podem ser consideradas semi-infinitas e a Equação 3.7 precisa ser corrigida para uma geometria finita, conforme indicado pela Equação 3.8.

$$\sigma = \frac{i}{2\pi sV F} \quad \text{Equação 3.8}$$

O fator de correção, F , é dependente da geometria da amostra e de como ela está arranjada na sonda. Para cada arranjo das pontas, assim como para cada formato da amostra e sua disposição na sonda (sobre substratos condutores ou isolantes), diferentes fatores de correção devem ser utilizados [81].

Especificamente para o caso onde a fonte de tensão e o amperímetro em série são conectados às pontas externas, o monitoramento da tensão é realizado nas pontas internas, as pontas da sonda são dispostas colinearmente, equidistantes e o conjunto disposto no centro da amostra (com um erro máximo de 10%), com uma amostra retangular e depositada sobre substrato isolante, tem-se que [81]:

$$\text{para } t < 0,4s: \sigma = \frac{i}{V t F_3} \quad \text{Equação 3.9}$$

$$\text{para } t \cong s \text{ ou } t > s: \sigma = \frac{i}{V t F_3 F_4} \quad \text{Equação 3.10}$$

Sendo t a espessura da amostra e F_3 e F_4 calculados pelas Equações 3.11 e 3.12, respectivamente.

$$F_3 = \frac{\pi}{\left\{ \left(\pi \frac{s}{w} \right) + \ln \left(1 - e^{-\frac{4\pi}{w}} \right) - \ln \left(1 - e^{-\frac{2\pi}{w}} \right) + \left[e^{-2\pi \left(\frac{l-2}{s} \right) \frac{s}{w}} \left(\frac{\left(1 - e^{-\frac{6\pi}{w}} \right) \left(1 - e^{-\frac{2\pi}{w}} \right)}{1 + e^{-\frac{2\pi l}{w}}} \right) \right] \right\}} \quad \text{Equação 3.11}$$

$$F_4 = \frac{2s \ln 2}{\left\{ t + 4s \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{s}{t} \right)^2 + (2n)^2}} - \frac{1}{\sqrt{\left(2 \frac{s}{t} \right)^2 + (2n)^2}} \right] \right\}} \quad \text{Equação 3.12}$$

Onde w refere-se à largura da amostra e l ao seu comprimento.

Está fora do objetivo desse documento a dedução das Equações 3.9 a 3.12, que pode ser consultada nas referências [81] e [82].

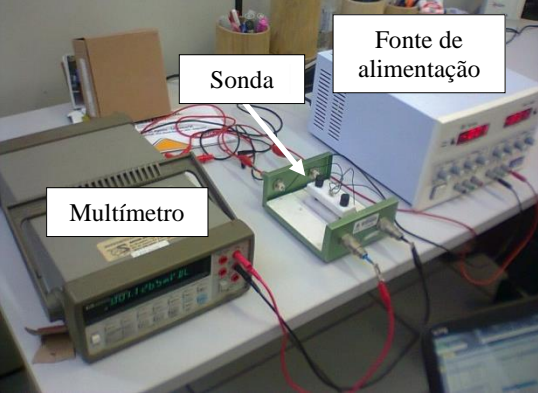
3.2.2 Preparação do Experimento

Para a medição da condutividade elétrica da amostra de aço retirada do tubo em análise, foi preparada uma bancada, conforme ilustra Figura 3.7.

A bancada foi montada segundo o esquema apresentado na Figura 3.6 e condições descritas no item 3.2.1.2 para a utilização das Equações 3.9 e 3.10. Utilizou-se uma fonte de alimentação Minipa MPC-303DI capaz de fornecer corrente contínua de (0 a 3) A [83] ligada às pontas externas da sonda. Para monitorar a tensão nas pontas internas da sonda, foi utilizado um multímetro HP-34401A de 6½ dígitos [84].

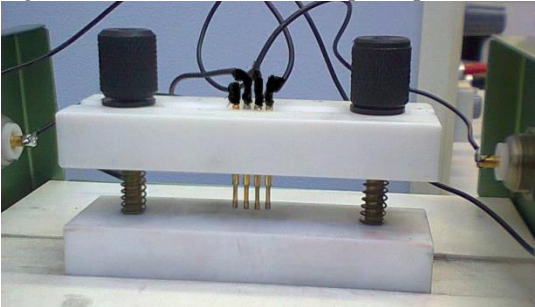
A Figura 3.8 apresenta a sonda de quatro pontas utilizada. O espaçamento (s) entre as pontas da sonda é de, aproximadamente, 1,27 mm.

Figura 3.7 – Bancada para cálculo da condutividade elétrica através do método de quatro pontas.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 3.8 – Detalhe da sonda de quatro pontas.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

A amostra de aço utilizada para o cálculo da condutividade foi confeccionada de forma retangular segundo as dimensões indicadas na Tabela 3.1, que também apresenta as dimensões de uma amostra de alumínio utilizada para verificação do sistema de medição. As medidas apresentadas são referentes à média de dez medições para cada variável, com erros sistemáticos devidamente corrigidos.

Tabela 3.1 – Dimensões das amostras destinadas à medição de condutividade.

Sigla	Descrição	Aço	Alumínio
l	comprimento	15,49 mm	35,17 mm
w	largura	10,12 mm	27,12 mm
t	espessura	1,4354 mm	0,4966 mm

Fonte: Elaborado pelo Autor.

3.2.3 Cálculo da Condutividade Elétrica

Para a realização do cálculo da condutividade elétrica das amostras de aço e de alumínio, foram calculados seus respectivos fatores de correção, F_3 e F_4 . Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Fatores de correção para o cálculo da condutividade elétrica.

Fator de Correção	Aço	Alumínio
F_3	4,085	4,462
F_4	0,885	1,000

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Deve-se ressaltar que os valores apresentados na Tabela 3.2 são válidos apenas para as condições específicas do experimento e dimensões das amostras, descritas nos itens 3.2.1.2 e 3.2.2, respectivamente.

Quatro intensidades de corrente elétrica foram aplicadas à amostra de aço. Para cada intensidade, foram realizadas cinco medições de tensão, sendo que a média obtida é apresentada na Tabela 3.3, juntamente com o respectivo resultado para a condutividade elétrica, segundo as Equações 3.9 e 3.10.

Tabela 3.3 – Resultados da medição de condutividade do aço API-5L analisado.

Corrente (A)	0,5	1,0	2,0	3,0
Tensão (μV)	25,38	48,42	90,50	136,26
Condutividade (MS/m)	3,872	3,940	4,258	4,242

Fonte: Elaborado pelo Autor.

O mesmo procedimento foi realizado com a amostra de alumínio, sendo os resultados obtidos apresentados na Tabela 3.4.

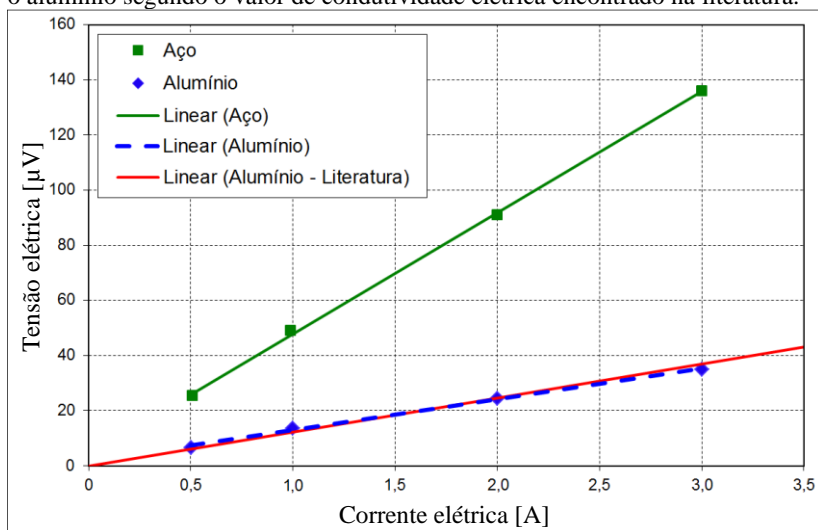
Tabela 3.4 – Resultados da medição de condutividade do alumínio.

Corrente (A)	0,5	1,0	2,0	3,0
Tensão (μV)	6,78	13,72	24,44	35,14
Condutividade (MS/m)	33,278	32,890	36,927	38,525

Fonte: Elaborado pelo Autor.

As médias dos valores de tensão medidos para cada corrente aplicada, utilizando-se as amostras de aço e alumínio, são também apresentadas na Figura 3.9.

Figura 3.9 – Valores de tensão elétrica medidos nas amostras de aço e alumínio para cada intensidade de corrente e comparação com os valores esperados para o alumínio segundo o valor de condutividade elétrica encontrado na literatura.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Para verificação do método, utilizou-se uma amostra de alumínio, cuja condutividade elétrica encontrada na literatura é de aproximadamente $36,36 \times 10^6$ S/m [40], representada pela linha em vermelho da Figura 3.9. Pelo método proposto, chegou-se ao valor de $35,41 \times 10^6$ S/m para a amostra de alumínio, o que representa um desvio de 2,6 %.

Conforme os resultados obtidos, pode-se assumir a condutividade elétrica do aço API-5L analisado como sendo de $(4,08 \pm 0,20) \times 10^6$ S/m.

As principais fontes de incerteza associadas ao procedimento realizado estão relacionadas a incertezas na medição das dimensões das amostras e dos valores de corrente e tensão, definição dos fatores de correção, posicionamento das pontas da sonda na amostra, corrosão da superfície da amostra, temperatura ambiente e, no caso da amostra de alumínio, pureza da amostra.

3.3 Determinação da Permeabilidade Magnética do Aço Amostrado

A resposta da matéria à presença de um campo magnético externo está diretamente relacionada às propriedades magnéticas de cada material. Assim, define-se a permeabilidade magnética como a capacidade do material permitir a existência de fluxo magnético em seu interior quando submetido a um campo magnético. Em outras palavras, quanto maior a permeabilidade magnética de um material, mais facilmente ele será magnetizado e, conseqüentemente, mais facilmente novas linhas de campo o atravessarão.

Como mencionado no item 2.1.1, pode-se representar a permeabilidade magnética de um material de forma adimensional dividindo-a pela permeabilidade magnética do vácuo, μ_0 . A esse novo valor, dá-se o nome de permeabilidade relativa.

Em materiais ferromagnéticos, as permeabilidades relativas são bem maiores do que a unidade, podendo chegar a 100.000 [40]. Nesses materiais, mesmo na ausência de campo magnético externo, fortes interações entre os momentos magnéticos atômicos produzem alinhamentos em determinadas regiões, chamadas de domínios magnéticos. No interior de cada domínio, a maioria dos momentos magnéticos são paralelos entre si, existindo assim uma direção preferencial [40].

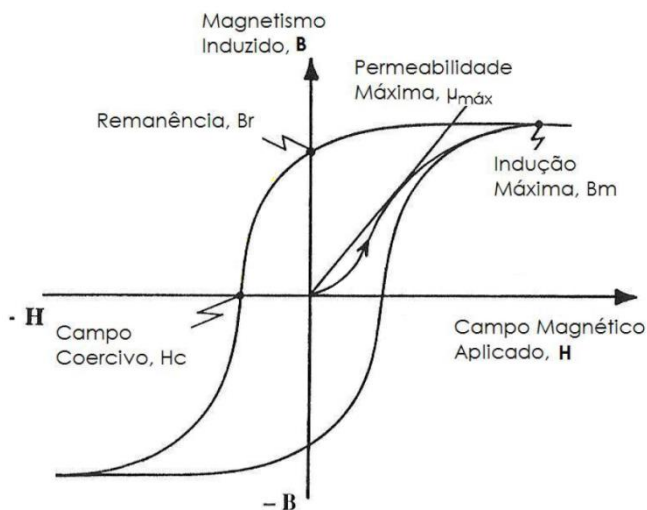
Quando o material encontra-se desmagnetizado, as direções de magnetização dos domínios são orientadas ao acaso. Porém, na presença de um campo magnético, os domínios tendem a se alinhar ao campo aplicado. À medida que se aumenta o campo magnético aplicado, a magnetização do material também aumenta, até o ponto que, idealmente, todos os domínios magnéticos estão alinhados ao campo externo. A partir desse ponto, um aumento do campo aplicado não resulta em aumento de magnetização. Essa condição é chamada de “magnetização de saturação” ou “indução máxima”.

A partir dessa condição, a redução do campo aplicado a zero não retorna à condição inicial, ou seja, mesmo com a retirada do campo externo, uma magnetização remanescente é observada no material. A essa magnetização, dá-se o nome de “retentividade” ou “remanência”.

Para retirar a magnetização do material, é necessária a aplicação de um campo magnético em sentido oposto. O campo magnético oposto necessário para essa desmagnetização chama-se “coercividade” ou “campo coercivo”.

O aumento do campo magnético no sentido oposto torna a magnetizar o material, agora na direção oposta, até a sua saturação e assim por diante, completando o ciclo de histerese magnética, conforme ilustrado na Figura 3.10.

Figura 3.10 – Curvas de magnetização e histerese de material ferromagnético.



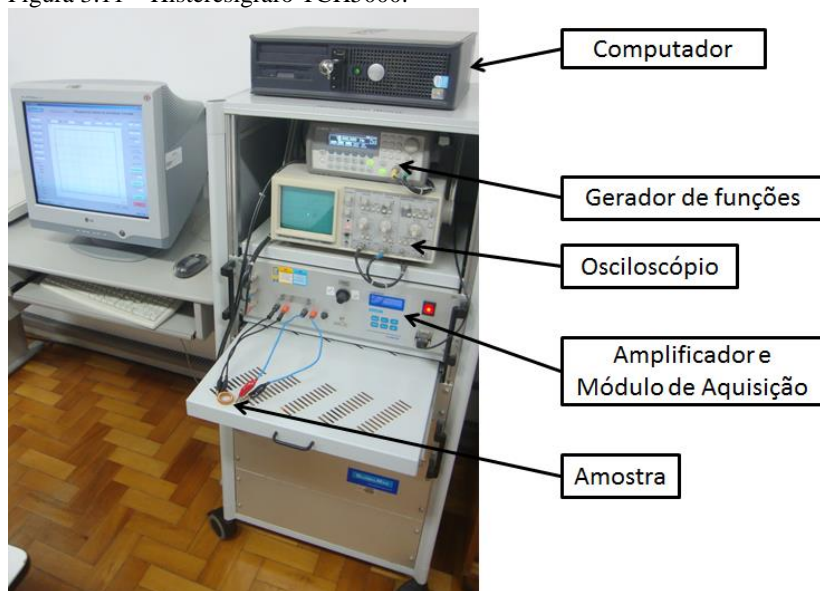
Fonte: Adaptado de [85].

As curvas de magnetização e histerese são comumente utilizadas para a caracterização magnética dos materiais. Observando a curva de histerese, por exemplo, pode-se dizer que um bom ímã permanente deve possuir elevada remanência e elevado campo coercivo, enquanto que para o material empregado no núcleo de um transformador, esses valores devem ser os menores possíveis. Já através da curva de magnetização, é possível extrair a permeabilidade magnética máxima do material, que corresponde à inclinação da reta que passa pela origem e tange o “joelho” da curva.

3.3.1 Preparação do Experimento

Para obtenção da curva de magnetização e histerese do material de interesse, foi utilizado um histeresígrafo TCH5000 [86], fabricado pela GlobalMag, apresentado na Figura 3.11.

Figura 3.11 – Histeresígrafo TCH5000.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Para utilização do histeresígrafo, é necessária uma amostra do tipo anel de Rowland.

O núcleo da amostra foi confeccionado a partir do material do tubo API 5L, seguindo a norma ASTM A773 [87], formando um anel com diâmetro interno de 21,5 mm, diâmetro externo de 26,8 mm e altura de 6,4 mm.

Foram bobinados no anel de forma sobreposta, os enrolamentos primário e secundário, utilizando-se fio de cobre esmaltado 27 AWG (0,39 mm de diâmetro), sendo empregado como primário o enrolamento interno, com 204 espiras, e como secundário o enrolamento externo, com 223 espiras. O isolamento foi reforçado com a aplicação de papel celofane entre o enrolamento interno e a amostra e entre os dois enrolamentos.

A Figura 3.12 retrata o anel de Rowland confeccionado para a medição da permeabilidade magnética do material.

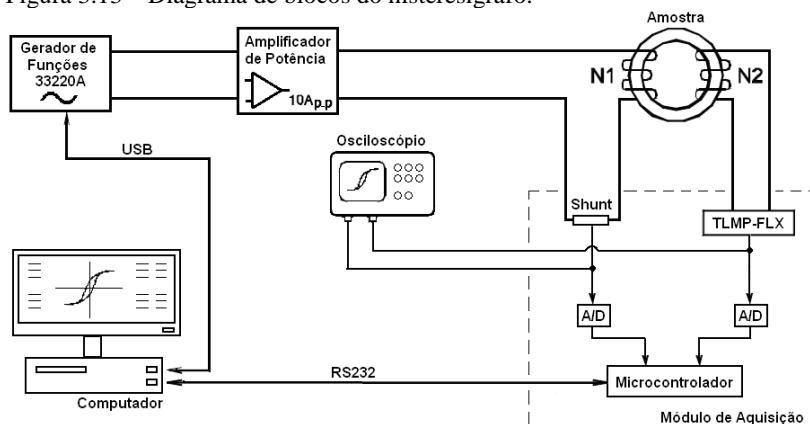
A Figura 3.13 apresenta um diagrama de blocos onde são indicados os principais componentes do histeresígrafo, na configuração utilizada para a realização do experimento.

Figura 3.12 – Anel de Rowland construído.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 3.13 – Diagrama de blocos do histeresígrafo.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Um gerador de funções, Agilent 33220A, fornece um sinal senoidal de referência para um amplificador de potência com saída máxima de 10 A pico a pico. A saída do amplificador é conectada ao enrolamento primário da amostra.

Um resistor *shunt* de $0,1\ \Omega$ em série com o enrolamento primário é utilizado para fornecimento de uma tensão proporcional à corrente elétrica que circula por esse enrolamento. Ao enrolamento secundário é conectado um integrador modelo TLMP-FLX, responsável pelo fornecimento de um sinal de tensão proporcional ao fluxo magnético.

Os sinais de tensão do resistor *shunt* e do integrador foram monitorados através de um osciloscópio Minipa MO-1225. Utilizando-se o modo “X-Y” do osciloscópio, foi possível visualizar a forma da curva de histerese magnética do material.

Conversores analógico-digitais e um microcontrolador, inseridos no módulo de aquisição de dados, são utilizados para tratamento dos dados provenientes do resistor *shunt* e do integrador. Através de uma interface RS-232, os dados são enviados a um computador onde serão utilizados para o cálculo do campo magnetizante, H , e da indução magnética, B , permitindo traçar as curvas de magnetização e histerese.

3.3.2 Cálculo do Campo Magnetizante (H)

A corrente elétrica fornecida pelo amplificador de potência circula pelo enrolamento primário do anel de Rowland gerando o campo magnetizante. A intensidade desse campo é variada modificando-se a amplitude da corrente elétrica através do gerador de funções controlado pelo computador através de uma interface USB.

Para circuitos magnéticos fechados e enrolamentos uniformemente distribuídos, o valor do campo magnetizante pode ser estimado pela Equação 3.13.

$$H = \frac{N_1 I}{L} \quad \text{Equação 3.13}$$

Onde:

H : campo magnetizante [A/m];

N_1 : número de espiras do enrolamento primário;

I : corrente elétrica no enrolamento primário [A];

L : comprimento do circuito magnético [m].

A medição da corrente elétrica (I) é realizada através do resistor *shunt* e o comprimento do circuito magnético corresponde ao perímetro mediano do anel de Rowland. Assim, a Equação 3.13 pode ser reescrita como na Equação 3.14.

$$H = \frac{2 N_1 I}{\pi (d_1 + d_2)} \quad \text{Equação 3.14}$$

Onde d_1 e d_2 referem-se, respectivamente, ao diâmetro interno e externo do anel de Rowland.

3.3.3 Cálculo da Indução Magnética (B)

A circulação de uma corrente elétrica senoidal no enrolamento primário induz uma tensão no enrolamento secundário proporcional à variação do fluxo magnético no tempo ($d\phi/dt$). O circuito integrador (TLMP-FLX), ligado ao enrolamento secundário, fornece uma tensão elétrica proporcional ao fluxo magnético que flui pelo núcleo do anel de Rowland.

O cálculo da indução magnética pode ser realizado a partir da tensão de saída do integrador, conforme a Equação 3.15.

$$B = \frac{V_{Int} RC}{N_2 A} \quad \text{Equação 3.15}$$

Onde:

B : indução magnética [T];

V_{Int} : tensão de saída do integrador [V];

RC : constante de tempo do circuito integrador [s];

N_2 : número de espiras do enrolamento secundário;

A : área da seção transversal da amostra [m²].

3.3.4 Cálculo da Permeabilidade Magnética

A permeabilidade magnética do material pode ser expressa pela relação entre a indução magnética e o campo magnetizante, conforme indica a Equação 3.16.

$$\mu = \frac{B}{H} \quad \text{Equação 3.16}$$

Portanto, a permeabilidade magnética relativa pode ser escrita na forma da Equação 3.17.

$$\mu_r = \frac{B}{\mu_0 H} \quad \text{Equação 3.17}$$

Assim, a equação completa utilizada para o cálculo da permeabilidade magnética relativa da amostra pode ser expressa pela Equação 3.18.

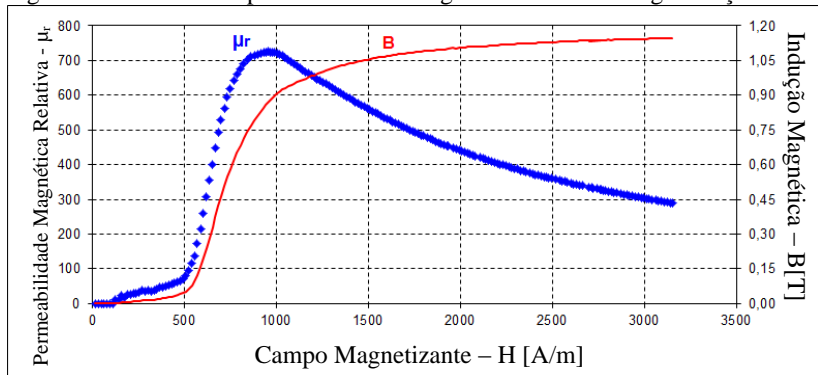
$$\mu_r = \frac{V_{mt} RC \pi (d_1 + d_2)}{2 \mu_0 N_1 I N_2 h e} \quad \text{Equação 3.18}$$

Onde h e e referem-se, respectivamente, à altura e à espessura do anel de Rowland.

Na Figura 3.14, pode-se observar os valores assumidos pela permeabilidade magnética relativa em função do campo magnetizante, assim como os valores da indução magnética, que correspondem à curva de magnetização.

Para a amostra confeccionada a partir do material do tubo de aço API 5L, o resultado observado da permeabilidade magnética máxima foi de 725. Em termos absolutos, conclui-se que a permeabilidade magnética da amostra de aço API-5L analisada equivale a $(9,12 \pm 0,46) \times 10^{-4}$ H/m.

Figura 3.14 – Curva de permeabilidade magnética relativa e magnetização.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

3.4 Efeito Pelicular no Aço API 5L do Tubo Analisado

Com os valores de condutividade elétrica e permeabilidade magnética calculados, pode-se avaliar o efeito pelicular nas paredes metálicas do tubo analisado.

Através das Equações 2.8, 2.9 e 2.11, é possível calcular a intensidade de campo eletromagnético que atravessa um material em função da sua espessura e da frequência da onda.

A Figura 3.15 apresenta o percentual da intensidade de um campo que consegue atravessar as paredes de um duto confeccionado com o aço analisado, em função da espessura (em milímetros) e da frequência da onda (em hertz).

Analisando a Figura 3.15, pode-se perceber que para frequências acima de 100 Hz a intensidade do sinal que consegue atravessar uma superfície de aço com mais de 5 mm de espessura é praticamente nula.

À medida que se diminui a frequência da onda eletromagnética ou a espessura da parede metálica, um valor maior de intensidade do campo eletromagnético é observado no lado da parede oposto à aplicação do campo.

Para as frequências mais elevadas, utilizadas em sistemas convencionais de comunicação por radiofrequência, pode-se dizer que uma superfície fechada confeccionada com o aço analisado exerce uma excelente blindagem eletromagnética, tornando a comunicação impraticável.

Os resultados aqui apresentados mostram a influência do efeito pelicular na atenuação de uma onda eletromagnética que se propaga através de uma superfície constituída pelo aço analisado. A grande maioria dos sistemas de comunicação por radiofrequência é projetada para operar no campo distante, onde existe a propagação da onda. No entanto, deve-se ressaltar que a utilização de sistemas de baixa frequência faz com que o campo próximo se estenda por grandes distâncias, e este não pode ser desconsiderado.

Figura 3.15 – Valores percentuais de campo eletromagnético que atravessa uma superfície do aço analisado em função de sua espessura e da frequência da onda eletromagnética.

	1 Hz	5 Hz	10 Hz	15 Hz	20 Hz	25 Hz	30 Hz	35 Hz	40 Hz	45 Hz	50 Hz	55 Hz	60 Hz	65 Hz	70 Hz	75 Hz	80 Hz	85 Hz	90 Hz	95 Hz	100 Hz
0 mm	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%
1 mm	90%	79%	71%	66%	62%	58%	55%	53%	50%	48%	47%	45%	43%	42%	40%	39%	38%	37%	36%	35%	34%
2 mm	81%	62%	50%	43%	38%	34%	31%	28%	25%	23%	22%	20%	19%	18%	16%	15%	14%	14%	13%	12%	12%
3 mm	72%	48%	36%	28%	23%	20%	17%	15%	13%	11%	10%	9%	8%	7%	7%	6%	6%	5%	5%	4%	4%
4 mm	65%	38%	25%	19%	14%	12%	9%	8%	6%	6%	5%	4%	4%	3%	3%	2%	2%	2%	2%	1%	1%
5 mm	58%	30%	18%	12%	9%	7%	5%	4%	3%	3%	2%	2%	2%	1%	1%	1%	1%	1%	1%	1%	0%
6 mm	52%	23%	13%	8%	6%	4%	3%	2%	2%	1%	1%	1%	1%	1%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
7 mm	47%	18%	9%	5%	3%	2%	2%	1%	1%	1%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
8 mm	42%	14%	6%	4%	2%	1%	1%	1%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
9 mm	38%	11%	5%	2%	1%	1%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
10 mm	34%	9%	3%	2%	1%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
11 mm	30%	7%	2%	1%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
12 mm	27%	6%	2%	1%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
13 mm	25%	4%	1%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
14 mm	22%	3%	1%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
15 mm	20%	3%	1%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
16 mm	18%	2%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
17 mm	16%	2%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
18 mm	14%	1%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
19 mm	13%	1%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
20 mm	12%	1%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
21 mm	10%	1%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
22 mm	9%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
23 mm	8%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
24 mm	7%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
25 mm	7%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%

Fonte: Elaborado pelo Autor.

3.5 Campo Próximo e Campo Distante

Os termos “campo próximo” e “campo distante” são utilizados para descrever as diferentes características de um campo eletromagnético em função da distância em relação a sua fonte. Os limites dessas regiões são geralmente estabelecidos em função do comprimento de onda emitido pela fonte.

A mudança de comportamento do campo eletromagnético não acontece bruscamente, sendo difícil estabelecer um limite exato de separação entre essas regiões. Dessa forma, encontram-se diferentes definições desses limites em cada área de estudo, podendo, inclusive, haver divergências entre especialistas da mesma área, além de definições diferentes para cada tipo de fonte emissora de ondas eletromagnéticas.

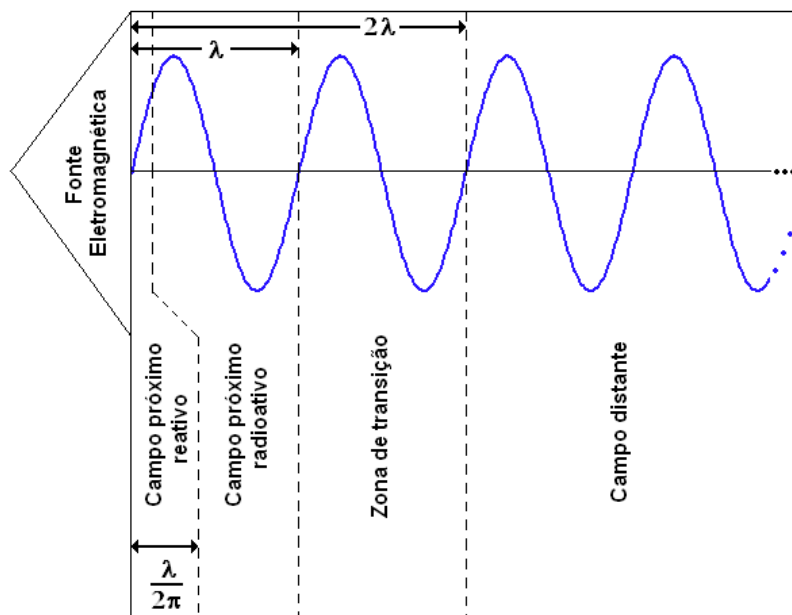
A Figura 3.16 apresenta os diferentes campos e os seus respectivos limites, convencionalmente estabelecidos para o caso de uma antena.

Resolvendo as equações de Maxwell⁴ para campos elétricos e magnéticos provenientes de uma fonte oscilante pontual, conclui-se que para uma distância (r) maior do que dois comprimentos de onda (2λ), o campo tem um decaimento de amplitude proporcional a $1/r$. Assim, a energia total por unidade de área é proporcional a $1/r^2$. Como a área de uma esfera concêntrica ao ponto de emissão é proporcional a r^2 , a energia total que atravessa a esfera é constante ao longo de r , ou seja, a onda se propaga. A essa região, dá-se o nome de campo distante. Nessa região, o campo elétrico (E) e o campo magnético (H) são iguais em módulo para qualquer ponto no espaço.

No campo próximo ($r < \lambda$), as relações entre o campo elétrico e o campo magnético tornam-se bastante complexas. Além disso, enquanto no campo distante as ondas eletromagnéticas são geralmente caracterizadas por um tipo de polarização (horizontal, vertical, circular ou elíptica), no campo próximo todos os tipos de polarização podem estar presentes [89].

⁴ A resolução dessas equações não é apresentada no texto por estar fora do escopo deste trabalho. No entanto, para um entendimento mais aprofundado do tema, sugere-se a leitura das referências [88] e [89].

Figura 3.16 – Campo próximo e campo distante.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Enquanto que no campo distante a amplitude de sinal tem um decaimento proporcional a $1/r$, no campo próximo outros termos da solução das equações de Maxwell tornam-se significativos. O primeiro termo que rege influência sobre a intensidade do campo é proporcional a $1/r^2$ e é comumente denominado como “termo de indução”. Para distâncias ainda menores ($r \ll \lambda$), o “termo de campo eletrostático”, proporcional a $1/r^3$, também se torna significativo [90][91].

Esses termos, ocasionados pelos efeitos indutivos e capacitivos provenientes de correntes e cargas elétricas na antena, decaem muito mais rapidamente com a distância do que os efeitos de radiação observados no campo distante, mas que também estão presentes no campo próximo.

O campo próximo ainda pode ser dividido em campo próximo reativo e campo próximo radioativo. O campo próximo reativo é comumente determinado como sendo a região entre a fonte e a distância de $\lambda/2\pi$. O campo próximo radioativo é delimitado pelo espaço compreendido entre as distâncias radiais de $\lambda/2\pi$ e λ , em relação à fonte.

No campo próximo reativo, a absorção de energia eletromagnética por um segundo dispositivo afeta diretamente o transmissor que alimenta a antena. Esse segundo dispositivo diminui a impedância “vista” pelo transmissor, aumentando a corrente na fonte. Em outras palavras, o posicionamento de um receptor dentro do campo próximo altera a demanda de energia fornecida pelo transmissor. Tal fenômeno não ocorre no campo distante, onde a impedância do receptor não interfere no dispositivo de transmissão.

Esse princípio pode ser observado, por exemplo, em um transformador comum, onde o acoplamento indutivo ocorre dentro do campo próximo e uma diferença de carga no secundário altera a impedância “vista” pelo primário e, consequentemente, o consumo de energia. No âmbito deste trabalho, tal fenômeno pode ser utilizado para modulação de um sinal de comunicação, onde um dispositivo pode, através de alterações em sua impedância, transferir dados a um interrogador.

No campo próximo radioativo, as componentes reativas não exercem grande influência, mas as relações entre os campos E e H ainda são complexas. Nesse campo, objetos metálicos podem agir como antenas, recebendo e “re-radiando” parte da energia, formando uma nova superfície de radiação. Essa nova superfície possui seu próprio campo próximo e campo distante [89].

A zona de transição ($\lambda < r < 2\lambda$) é a região compreendida entre o campo próximo e campo distante. Nessa região são observadas características dos dois campos, sendo que já é possível obter uma boa aproximação da relação entre E e H .

Em geral, o propósito das antenas é a comunicação sem fio através de longas distâncias, valendo-se das características intrínsecas ao campo distante. No entanto, a utilização de baixas frequências em dispositivos de transmissão próximos ao receptor (um localizado no interior de um tubo metálico e outro próximo à superfície externa, por exemplo) exige uma análise que considere o campo próximo. A análise do efeito pelicular realizada no item 3.4 considera que a fonte emissora está distante em relação ao tubo e a onda eletromagnética está em regime de propagação (campo distante). Nesse sentido, uma segunda análise pode ser realizada considerando o campo próximo, através do método de elementos finitos.

3.6 Análise pelo Método de Elementos Finitos e Ponto Ótimo de Operação de RF

Devido à complexidade de resolução das equações para o campo próximo de uma onda eletromagnética incidindo em uma superfície metálica, torna-se mais conveniente a análise do problema utilizando um método computacional.

Conforme discutido no item 2.1, quanto maior a frequência, maior é a atenuação do fluxo magnético através de um obstáculo metálico, o que reduz a tensão induzida em uma bobina. Por outro lado, frequências mais baixas implicam baixa amplitude de tensão induzida, como indica a Equação 2.5.

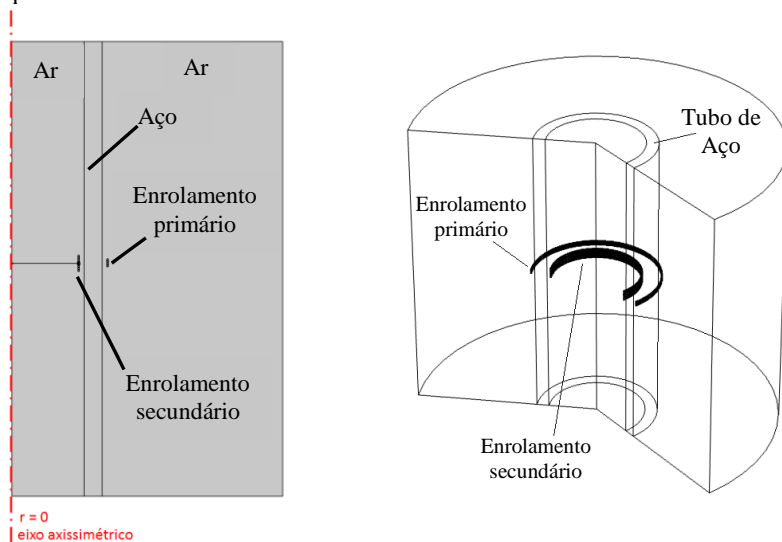
Portanto, a aplicação da Equação 2.5 em uma disposição onde existe uma barreira metálica entre bobinas primária e secundária indica a existência de um ponto ótimo de frequência para indução de tensão no enrolamento secundário. Esse ponto ótimo varia para cada configuração do sistema. Para um dado material metálico, a frequência ótima de operação é influenciada principalmente pelo formato, espessura e características de condutividade elétrica e permeabilidade magnética do metal, além da proximidade das bobinas em relação à parede metálica.

O modelo computacional utilizado para determinação da frequência ótima de operação baseia-se no método dos elementos finitos (MEF) que consiste em dividir a região de interesse em sub-regiões de geometria simples (formato triangular, quadrilateral, cúbico etc.). Tais sub-regiões são denominadas “elementos finitos” por apresentarem dimensões finitas, contrastando com os elementos infinitesimais utilizados nas equações diferenciais.

O problema analisado refere-se a uma bobina enrolada externamente a um tubo metálico servindo como um enrolamento primário para indução de uma tensão elétrica em outra bobina (enrolamento secundário) posicionada no interior do tubo. O modelamento do problema e a análise pelo método de elementos finitos foram realizados utilizando-se o software COMSOL Multiphysics®.

A Figura 3.17 apresenta a geometria do problema de forma genérica (variou-se a espessura da parede do tubo). O problema foi modelado utilizando geometria 2D com simetria axial, que fornece uma análise confiável do problema 3D, reduzindo drasticamente o tempo de processamento e os requisitos do sistema computacional.

Figura 3.17 – Geometria do problema – vista 2D com simetria axial e vista 3D equivalente.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Os parâmetros do metal foram definidos conforme os valores calculados nos itens 3.2 e 3.3: permeabilidade magnética de $9,1 \times 10^{-4}$ H/m e condutividade elétrica de $4,1 \times 10^6$ S/m.

As análises foram realizadas variando-se a espessura da parede do tubo, sendo utilizados os valores de (5, 10, 15, 20, 25 e 30) mm. Para todas as espessuras analisadas, as bobinas foram mantidas a uma distância de 5 mm em relação à parede do tubo. O diâmetro interno do tubo foi definido em 160 mm.

Quando se aplica uma tensão elétrica na bobina primária, a corrente que circula é definida pela condutividade do material que a compõe e pelas suas dimensões. Para que os parâmetros da bobina primária não influenciem na análise de frequência, optou-se por definir a corrente elétrica ao invés da tensão. Assim, para todas as espessuras e frequências analisadas, considerou-se uma corrente com amplitude de 10 A circulando pelo enrolamento primário constituído de quatro voltas.

Para a análise de indução de tensão, considerou-se a bobina secundária como um circuito aberto com oito voltas.

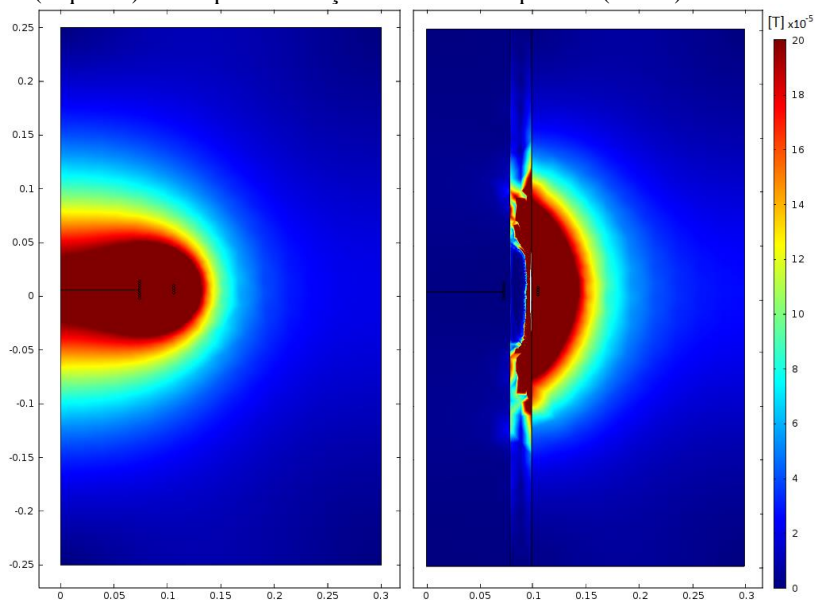
No problema proposto, onde os condutores são ideais e o secundário comporta-se como um circuito aberto, tanto a intensidade de corrente no primário quanto o número de voltas nos enrolamentos

variam a intensidade de tensão induzida no secundário, mas não variam a frequência ótima de indução.

Para o estudo pelo MEF, utilizou-se uma malha de 8317 elementos finitos triangulares, com dimensão máxima de 26,50 mm, dimensão mínima de 0,15 mm e proporção máxima de crescimento entre elementos vizinhos de 1,3.

As ferramentas do software COMSOL Multiphysics® foram utilizadas de forma a calcular o campo elétrico e o campo magnético no sistema. Como exemplo, a Figura 3.18 apresenta os campos magnéticos calculados pelo MEF para uma frequência de 1500 Hz, para o caso em que não existe o obstáculo metálico entre os enrolamentos e para espessura de parede de 20 mm de um tubo de aço separando os dois enrolamentos. Através das imagens, é possível perceber o efeito de blindagem exercido pela parede metálica.

Figura 3.18 – Campos magnéticos gerados a 1500 Hz, sem obstáculo (esquerda) e com parede de aço de 20 mm de espessura (direita).



Fonte: Imagem do software COMSOL obtida em experimento do Autor.

A faixa de frequência analisada, para cada espessura, foi de 25 Hz a 10 kHz, com incrementos de 25 Hz. Para cada combinação de frequência e espessura foi gerado um mapa de campo como os apresentados na Figura 3.18, totalizando 2400 mapas de campo magnético. Da mesma forma, foram gerados 2400 mapas de análise do campo elétrico.

Para o cálculo da tensão induzida (ε) no enrolamento secundário, basta realizar a integral de linha do campo elétrico ao longo da bobina (Equação 3.19, onde N é o número de espiras).

$$\varepsilon = N \oint \vec{E} d\vec{l} \quad \text{Equação 3.19}$$

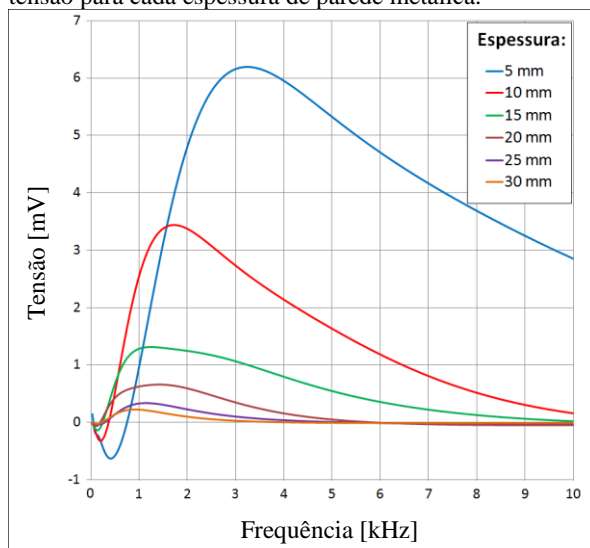
Alternativamente, pode-se calcular a tensão induzida no enrolamento secundário através do campo magnético incidente sobre a área transversal da bobina secundária, de acordo com a Equação 3.20, obtendo-se os mesmos resultados da Equação 3.19.

$$\varepsilon = -N \frac{d}{dt} \int \vec{B} \cdot \hat{n} dA \quad \text{Equação 3.20}$$

Os resultados obtidos pelo método proposto estão sintetizados nas Figuras 3.19 e 3.20, que apresentam a resposta em frequência de indução de tensão para cada espessura analisada e os valores máximos de indução de tensão em função da espessura da parede metálica, respectivamente.

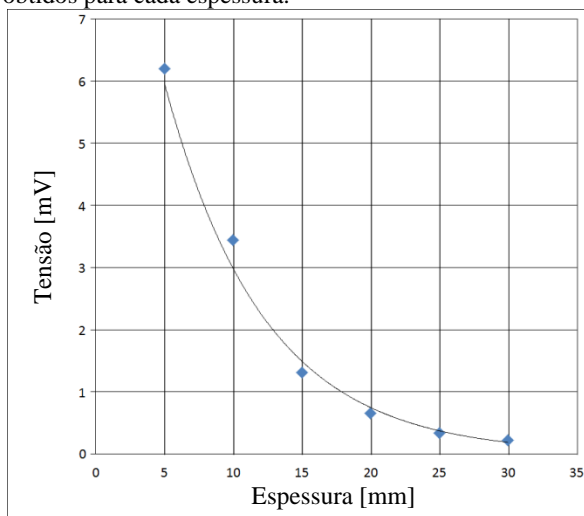
Os resultados obtidos mostram que a intensidade de tensão induzida diminui à medida que a espessura da parede aumenta, aproximando-se de uma exponencial. Para as espessuras analisadas, o ponto ótimo de indução de tensão em uma bobina ideal encontrou-se entre 900 Hz e 3200 Hz.

Figura 3.19 – Resposta em frequência de indução de tensão para cada espessura de parede metálica.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 3.20 – Valores máximos de indução de tensão obtidos para cada espessura.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

3.7 Conclusões do capítulo

Os estudos apresentados neste capítulo mostram que é possível a utilização de radiofrequência para transmissão de dados através de superfícies metálicas. No entanto, a necessidade de utilização de baixas frequências limita a taxa de transferência de dados. Uma onda eletromagnética carregando uma informação modulada em uma frequência de 3 kHz, por exemplo, utilizando três ciclos por símbolo e modulação binária, atingiria uma taxa de transferência de dados de 1000 bits por segundo (desconsiderando a necessidade de utilização de alguns bits como preâmbulo da mensagem e verificação de erros). A utilização de ultrassom para transmissão de dados através de uma parede metálica pode obter resultados muito melhores, como será demonstrado nos capítulos seguintes deste documento.

Na literatura, a norma IEEE 1902.1 propõe a utilização de baixa frequência (131 kHz) para transferência de dados em ambientes onde protocolos comuns de RF encontrariam problemas com a proximidade de materiais metálicos e fluidos. No entanto, a norma menciona proximidade e não o enclausuramento de um dos lados da comunicação através de metal com alta permeabilidade magnética.

Em resumo, conclui-se que a utilização de RF pode ser indicada para pequenas transferências de dados, cuja quantificação depende do tempo disponível para transmissão e da frequência utilizada na portadora. Um exemplo de aplicação que exige pequena transferência de dados e que a RF pode ser utilizada é a detecção de passagem do PIG por um determinado ponto de um duto.

4 ESTUDO DE VIABILIDADE DE UTILIZAÇÃO DE ULTRASSOM NA COMUNICAÇÃO ATRAVÉS DE PAREDES METÁLICAS

Uma alternativa para a comunicação sem fio através de paredes metálicas, sem a limitação ocasionada pelo efeito pelicular, é a utilização de ondas acústicas. O emprego de ultrassom, por exemplo, permite modulações de dados de comunicação em ondas portadoras com frequências mais elevadas do que as viáveis na comunicação por radiofrequência, quando o meio de propagação é um material com alta permeabilidade magnética e condutividade elétrica. Como já discutido no capítulo anterior, frequências mais altas da portadora permitem maior taxa de transferência de dados.

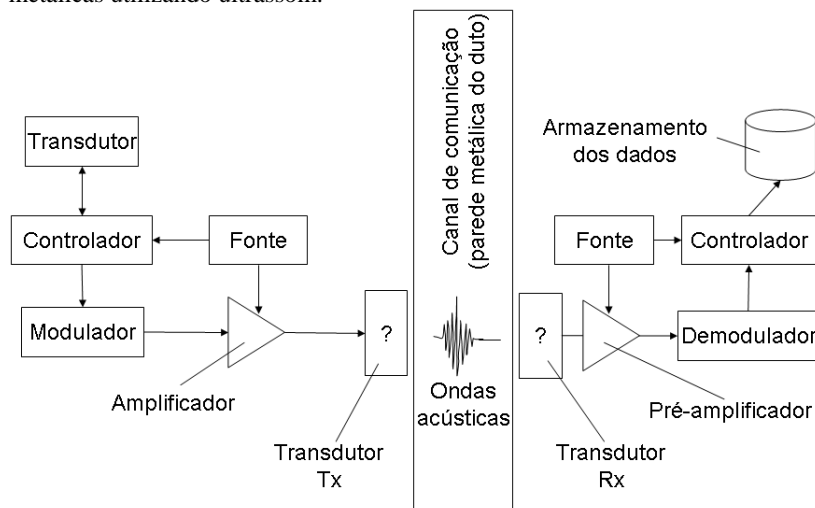
Neste capítulo, são sugeridas algumas arquiteturas de solução para o emprego de ultrassom na comunicação através de paredes metálicas, apresentando suas vantagens, limitações e aplicabilidade. Posteriormente, outros aspectos relevantes para a comunicação dinâmica por ultrassom através de paredes metálicas serão discutidos, como tempo para transferência dos dados e taxa de transmissão.

4.1 Arquitetura de Comunicação e Configurações

Foram propostas algumas configurações para comunicação de dados, por ultrassom, entre dispositivos separados por um obstáculo metálico. Os itens a seguir apresentam essas configurações destacando suas vantagens e limitações, além de outras considerações que devem ser observadas no momento da escolha e implementação.

Os componentes básicos para o sistema de comunicação de dados seguem a arquitetura apresentada na Figura 4.1, onde os transdutores Tx (transmissor) e Rx (receptor) são alterados de acordo com cada configuração.

Figura 4.1 – Arquitetura básica proposta para comunicação através de paredes metálicas utilizando ultrassom.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

4.1.1 Configuração PZT–PZT

Uma das soluções para a comunicação através de paredes metálicas é o emprego de dois dispositivos piezoelétricos, que serão referidos nesse documento como “PZT” (em abreviação da sua fórmula, titanato zirconato de chumbo). Um alocado do lado de fora do duto, responsável pela geração de ondas acústicas portadoras do sinal que contém a informação a ser transmitida, e o outro do lado de dentro, responsável pela captação da onda mecânica e sua conversão em sinal elétrico.

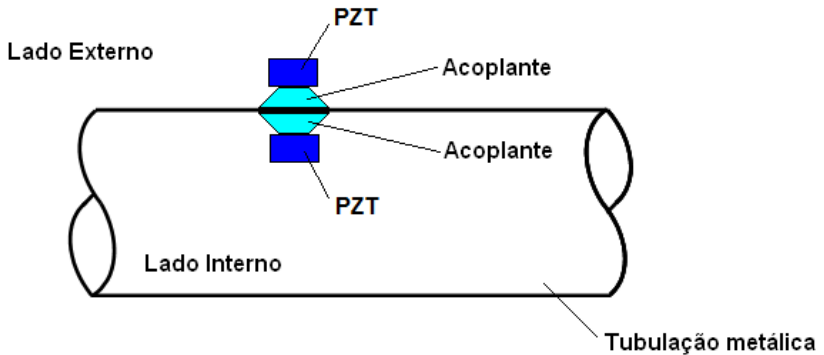
A Figura 4.2 apresenta o esquema da configuração utilizando dois PZTs para a comunicação.

Essa configuração tem como principal vantagem a alta eficiência de transdução tanto na emissão quanto na recepção. Além disso, a existência na literatura de estudos com esse tipo de configuração evidencia sua viabilidade na comunicação através de superfícies metálicas, ainda que não existam sistemas disponíveis para comercialização nesse sentido.

Alguns desses estudos mostram, inclusive, a possibilidade de captação de energia para a utilização pelo dispositivo inacessível. Em

outras palavras, o elemento transdutor situado em um local de difícil acesso não necessitaria de uma fonte independente de energia para transmissão do sinal. Com algum esforço, essa energia poderia ser enviada pelo dispositivo piezoelétrico do lado oposto através de vibrações que seriam convertidas em um sinal de tensão alternada. A tensão alternada pode ser retificada e a energia armazenada em baterias recarregáveis ou capacitores até o momento de transmissão do sinal de medição [67].

Figura 4.2 – Esquema da configuração PZT-PZT.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

A principal desvantagem da configuração utilizando dois dispositivos piezoelétricos reside no fato de ser necessário o contato direto entre transdutor e a parede da tubulação metálica. Além disso, o PZT requer a utilização de material acoplante para que se obtenha uma boa eficiência na transferência do sinal modulado à superfície onde está situado. Da mesma forma, o bom acoplamento é necessário para garantir uma recepção de qualidade desse sinal pelo segundo transdutor, na superfície oposta.

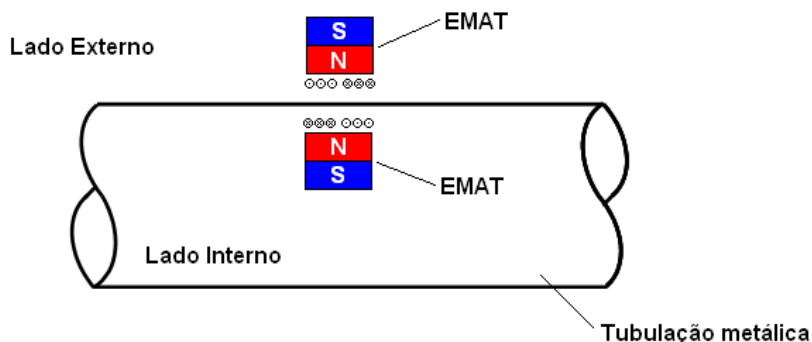
Nesse sentido, existe a necessidade dos dispositivos piezoelétricos serem instalados em um ponto fixo da tubulação. Tal fato inviabiliza a sua utilização em um sistema dinâmico de medição, como o sugerido por este trabalho, onde o artefato (PIG instrumentado) responsável pela leitura do sinal modulado o faz durante sua movimentação normal no interior do duto.

4.1.2 Configuração EMAT-EMAT

Os transdutores acústicos eletromagnéticos também são capazes de converter sinal elétrico em ondas sonoras, através dos princípios apresentados no item 2.2.2.1. Da mesma forma, um EMAT pode ser utilizado para conversão das ondas sonoras em sinal elétrico.

A configuração utilizando dois transdutores acústicos eletromagnéticos para a comunicação através de paredes metálicas de dutos é esquematizada na Figura 4.3.

Figura 4.3 – Esquema da configuração EMAT-EMAT.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Tal configuração possui a vantagem de ser um método sem contato, ou seja, não existe a necessidade de um material acoplante entre o transdutor e a parede utilizada como canal de comunicação. Desse modo, tal alternativa de solução permite o movimento dos transdutores pela superfície do duto, não havendo a necessidade de instalação em um ponto fixo.

A principal desvantagem da utilização de EMAT para geração e captação de ondas sonoras é sua baixa eficiência quando comparado aos transdutores piezoelétricos. Além disso, enquanto que dispositivos piezoelétricos podem ser facilmente encontrados no mercado, o transdutor acústico eletromagnético voltado para comunicação é um conceito e deve ser projetado e fabricado de maneira independente.

Embora não haja a necessidade de contato, o EMAT deve ser posicionado nas proximidades da superfície. O *liftoff* (distância entre o transdutor e a superfície metálica) alcançado em experimentos de Graham, Neasham e Sharif [54] foi de, aproximadamente, 6 mm para cada lado da superfície.

Alternativamente, o *liftoff* pode ser agrupado, ou seja, é possível, teoricamente, manter um dos lados (transmissor ou receptor) em contato com a superfície e assim obter um *liftoff* de 12 mm do outro lado da comunicação.

Para maximizar a eficiência do sistema EMAT-EMAT, considerações individuais devem ser adotadas a respeito das propriedades elétricas das bobinas de transmissão e recepção.

Na transmissão, uma bobina de baixa impedância é desejável. Segundo a Lei de Ohm na forma complexa (Equação 4.1), a baixa impedância (Z) implica uma corrente alternada (I) elevada. Dessa forma, segundo o princípio de funcionamento do transdutor acústico eletromagnético, é possível amplificar a corrente induzida e, conseqüentemente, a intensidade das ondas acústicas geradas no material.

$$I = \frac{V}{Z} \quad \text{Equação 4.1}$$

Em contrapartida, como o EMAT de recepção transforma a energia mecânica em energia elétrica, é desejável uma maximização no valor da tensão elétrica alternada (V) gerada nas bobinas. Para tanto, a bobina deve ser projetada de forma a obter-se uma elevada impedância.

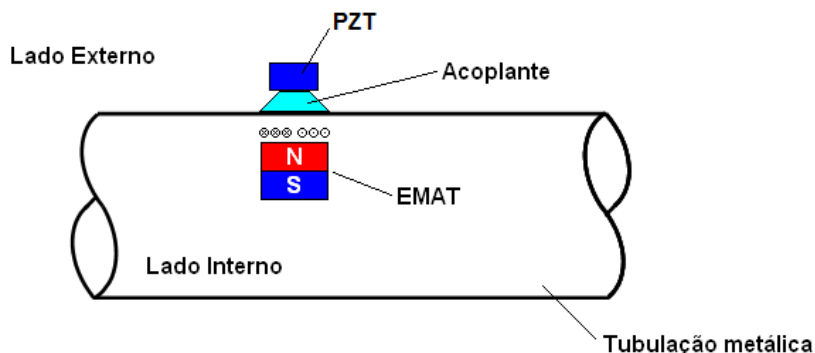
A baixa impedância na bobina do EMAT de transmissão pode ser obtida utilizando-se poucas espiras e ajustes de capacitores em série. Pelo outro lado, a alta impedância na bobina do transdutor acústico eletromagnético de recepção pode ser obtida utilizando-se um número maior de espiras e arranjos de capacitores em paralelo.

4.1.3 Configuração PZT-EMAT

Como, no problema abordado por este trabalho, apenas o dispositivo de leitura dos dados deve trabalhar em movimento, pode-se sugerir uma configuração como a apresentada na Figura 4.4.

Nessa configuração, utiliza-se um atuador piezoelétrico para a geração das ondas sonoras na parede do duto e um transdutor acústico eletromagnético para a captação dessas ondas e conversão em sinal elétrico.

Figura 4.4 – Esquema da configuração PZT-EMAT.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

A vantagem dessa configuração é a utilização do melhor dos dois métodos. Aplica-se o PZT para produzir ondas acústicas com uma melhor eficiência e um EMAT para permitir o movimento relativo do dispositivo de leitura.

Teoricamente, com a geração de ondas sonoras de maior intensidade, pode-se obter um maior *liftoff* no lado de leitura. Entretanto, tal afirmação necessita de comprovação científica, já que não existem relatos na literatura de métodos de comunicação através de paredes metálicas que utilizem essa configuração⁵.

Alternativamente, uma configuração do tipo EMAT-PZT pode ser utilizada para viabilizar a comunicação no sentido oposto.

4.2 Desvanecimento do Sinal nas Configurações Propostas

Outro ponto importante a ser analisado, válido para todas as configurações que utilizam ultrassom, é a natureza dos ecos gerados no canal de comunicação.

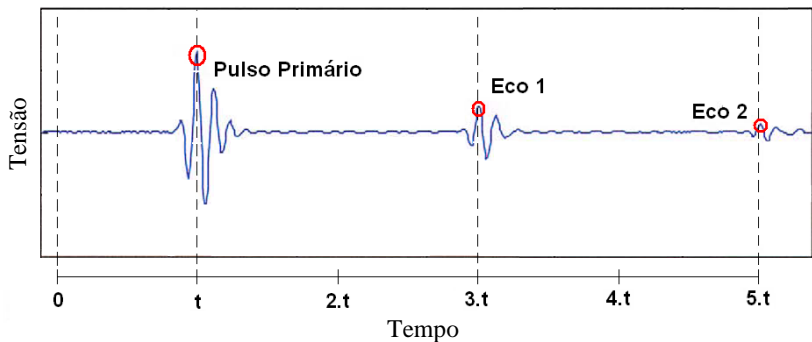
Tanto na comunicação utilizando transdutores piezoelétricos quanto na comunicação utilizando transdutores acústicos eletromagnéticos, o primeiro sinal a chegar ao receptor, proveniente de um pulso, é observado após um tempo, t , determinado pela velocidade de propagação do som e espessura do material. Posteriormente, são

⁵ Aspectos, ensaios e a discussão dessa configuração são apresentados no capítulo 6.

observadas reflexões que chegam ao receptor a intervalos de tempo de duas vezes o valor de t , tempo durante o qual o eco percorre o caminho de volta até o ponto de transmissão e retorna ao receptor.

A Figura 4.5 apresenta os intervalos de tempo entre os pulsos que chegam ao receptor, onde o tempo igual a zero é o momento de geração do pulso pelo transmissor localizado do outro lado da superfície.

Figura 4.5 – Sinal observado na recepção, mostrando os intervalos de tempo entre a geração do pulso no transmissor ($t = 0$) e a chegada do primeiro pulso e dos respectivos ecos ao receptor.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

A amplitude dos sinais acústicos (pulso primário e ecos) sofre um decaimento devido, principalmente, a três mecanismos:

- Perdas de superfície;
- Perdas por espalhamento;
- Perdas por absorção.

As perdas de superfície, na região onde o transdutor está alocado, são diferentes para dispositivos piezoelétricos e transdutores acústicos eletromagnéticos devido à natureza sem contato desses e à existência de contato naqueles.

O ultrassom gerado em uma parede reflete na zona limítrofe entre parede e ar devido a uma diferença de impedâncias entre os dois meios, resultando nas reverberações observadas ao excitar um material sólido com ondas acústicas. O coeficiente de reflexão acústica (Γ) pode ser calculado segundo a Equação 4.2.

$$\Gamma = \left(\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \right)^2 \quad \text{Equação 4.2}$$

Assumindo o valor de $430 \text{ kg.m}^{-2}.\text{s}^{-1}$ para a impedância acústica do ar (Z_1) e o valor de $4,7 \times 10^7 \text{ kg.m}^{-2}.\text{s}^{-1}$ para a impedância acústica do aço (Z_2) pode-se calcular o respectivo coeficiente de reflexão para a interface entre ar e aço:

$$\Gamma = \left(\frac{4,7 \times 10^7 - 4,3 \times 10^2}{4,7 \times 10^7 + 4,3 \times 10^2} \right)^2 \quad \text{Equação 4.3}$$

$$\Gamma = 0,99996 \quad \text{Equação 4.4}$$

Segundo Primerano et al. [62], na região onde existe o contato entre o aço e os transdutores piezoelétricos, o valor desse coeficiente é próximo a 0,88.

Considerando o alto coeficiente de reflexão, tanto na utilização de EMATs quanto na utilização de PZTs, o desvanecimento do sinal ocorre, praticamente, em um mesmo período de tempo, independentemente da espessura da parede metálica. Ou seja, mesmo que haja variação no número de reflexões que ocorrem em um determinado intervalo de tempo, o desvanecimento do sinal não sofre grandes alterações.

Como as perdas por reflexão são reduzidas, conclui-se que as perdas por absorção e por espalhamento são as principais fontes de desvanecimento do sinal acústico gerado no material.

Perdas por absorção e por espalhamento são funções da distância percorrida pelas ondas acústicas. Portanto, a velocidade de propagação da onda determina a taxa de decaimento da amplitude dos ecos. Em outras palavras, quanto maior a velocidade de propagação da onda acústica, menor será o tempo de desvanecimento do sinal.

Ondas acústicas longitudinais percorrem materiais metálicos a uma velocidade duas vezes (aproximadamente) maior do que ondas transversais (como é demonstrado no item 6.3). Portanto, a taxa de decaimento por espalhamento e absorção com o emprego de transdutores piezoelétricos que geram ondas longitudinais é duas vezes maior do que na utilização de transdutores acústicos eletromagnéticos que geram ondas transversais.

A baixa velocidade de propagação resulta em uma considerável redução na taxa de desvanecimento do sinal no canal de comunicação quando se utiliza os transdutores acústicos eletromagnéticos.

É possível certificar tais afirmações observando a Figura 4.6, que apresenta experimentos realizados por Graham, Neasham e Sharif [54] utilizando EMATs e transdutores piezoelétricos em superfície de aço HY-80 com espessuras de 12,7 mm e 25,4 mm. Para todos os casos, a frequência de operação foi de 1 MHz.

Na Figura 4.6, pode-se comprovar que a velocidade de propagação das ondas geradas pelo dispositivo piezoelétrico é maior em comparação às ondas geradas a partir do transdutor acústico eletromagnético. Essa diferença de velocidade pode ser notada tanto pelo tempo de atraso do pulso principal, quanto pelo espaçamento entre ecos do sinal observado no receptor.

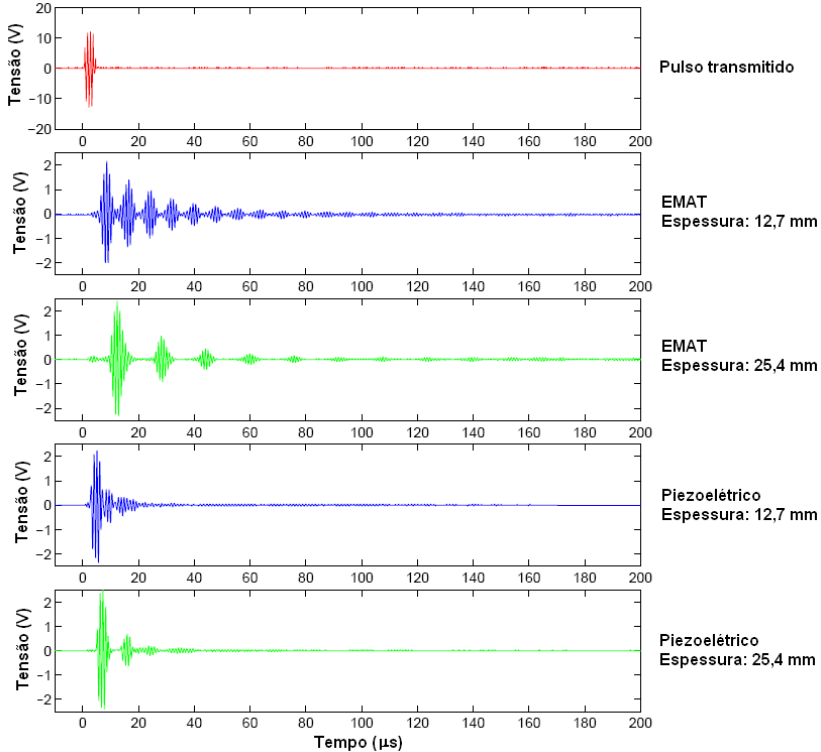
Ainda pela Figura, nota-se que o tempo de desvanecimento do sinal, tanto na utilização de EMATs quanto na utilização de transdutores piezoelétricos, é independente da espessura. Da mesma forma, é possível observar que o desvanecimento é mais rápido com a utilização de transdutores piezoelétricos longitudinais do que com a utilização dos EMATs transversais. Tais fatos comprovam a maior significância das perdas por absorção e espalhamento em relação às perdas por reflexão.

Analisando o comportamento das ondas acústicas no canal metálico de comunicação, conclui-se que a interferência intersimbólica é mais crítica na utilização de EMATs, já que o tempo de desvanecimento do sinal é maior. Esse fenômeno implica a necessidade de um tempo maior entre transmissão de símbolos, o que, por sua vez, faz com que o sistema de comunicação utilizando transdutores EMAT que geram ondas transversais tenha uma pior taxa de transmissão de dados.

Deve-se lembrar, no entanto, que é possível a confecção de EMATs que geram ondas longitudinais. Neste caso, o tempo de desvanecimento do sinal seria menor, semelhante ao observado na utilização de transdutores piezoelétricos.

Além disso, em paredes finas, as reverberações podem causar interferência no próprio sinal de origem, dificultando a interpretação de dados e aumentando, assim, a taxa de erros. Por outro lado, para uma espessura constante do canal de comunicação, é possível gerar ondas que interfiram destrutivamente nos ecos, atenuando seus efeitos.

Figura 4.6 – Comparação de resposta ao pulso em sistemas de comunicação com EMAT e transdutor piezoelétrico.



Fonte: Adaptado de [54].

4.3 Tempo de Transmissão de Dados

Como a transferência de dados entre o transdutor e o receptor deve ser realizada durante a movimentação do PIG por dentro do duto, existe um intervalo de tempo no qual a taxa de transferência de dados deve ser suficiente para a transmissão da mensagem.

Tanto os transdutores piezoelétricos quanto os transdutores acústicos eletromagnéticos possuem característica direcional. Por esse motivo, a utilização desses transdutores em um sistema dinâmico de comunicação, como o proposto, implica um curto intervalo de tempo para a transferência de dados.

Assim, faz-se necessário o conhecimento da influência do alinhamento entre os transdutores de emissão e recepção na amplitude do sinal adquirido. Essa característica indica o tempo disponível para transmissão de dados (t), conforme a Equação 4.5, onde v_{PIG} é a velocidade com que o PIG percorre o interior do duto e $D_{máx}$ é o desalinhamento máximo entre os transdutores, para recepção dos dados⁶.

$$t = \frac{2 D_{máx}}{v_{PIG}} \quad \text{Equação 4.5}$$

Em sua pesquisa, Graham [92] notou uma abertura de feixe de seus EMATs de dezesseis graus, limite no qual a intensidade do sinal recebido era atenuado em 50% do seu valor máximo. Assim, neste momento, pode-se analisar o desalinhamento máximo ($D_{máx}$) em função da abertura de feixe e da espessura da parede do duto.

Considerando um ponto infinitesimal hipotético de emissão do sinal acústico e outro ponto infinitesimal de recepção desse sinal, pode-se calcular a distância (L) percorrida pelo EMAT de recepção na qual a intensidade do sinal de leitura apresenta uma queda menor do que 50% em relação ao seu valor máximo. Essa conjectura pode ser visualizada na Figura 4.7.

Portanto, a distância, L , na qual o EMAT é capaz de realizar a leitura do sinal, pode ser calculada através da Equação 4.6, onde Θ é a metade do ângulo de abertura do feixe e esp , a espessura da parede do duto.

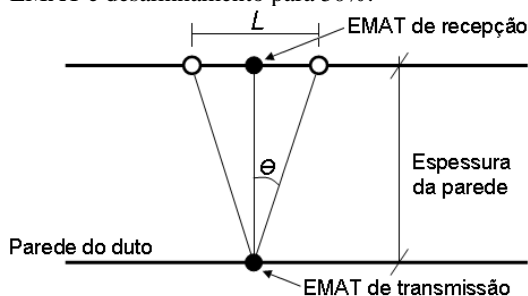
$$L = 2tg\theta esp \quad \text{Equação 4.6}$$

Considerando a velocidade do PIG (v_{PIG}) dentro da tubulação, é possível calcular a janela de tempo disponível para transmissão de dados, através da Equação 4.7.

$$t = \frac{2tg\theta esp}{v_{PIG}} \quad \text{Equação 4.7}$$

⁶ O estudo do desalinhamento máximo ($D_{máx}$) no sistema desenvolvido neste trabalho é realizado no capítulo 6 (item 6.7).

Figura 4.7 – Abertura do feixe de leitura do EMAT e desalinhamento para 50%.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Conforme a Equação 4.7, considerando uma abertura de feixe de dezesseis graus, uma espessura de parede de 10 mm e a velocidade do PIG variando entre (1 e 10) m/s, o tempo estimado disponível para transmissão de dados está entre (0,3 e 2,8) ms.

Os cálculos aqui apresentados consideram uma arquitetura pontual dos EMATs. Acredita-se que, para o caso real, o valor de L seja acrescido por um valor dependente da largura dos transdutores de transmissão e recepção. Além disso, dependendo do nível de ruído, pode-se realizar a leitura com níveis abaixo de 50% do valor máximo, aumentando, assim, o valor de L .

Essas considerações fazem crer que o tempo disponível para transmissão de dados seja maior. No entanto, o tempo de 0,3 ms, correspondente à velocidade do PIG igual a 10 m/s, será utilizado neste capítulo para efeitos de cálculo de viabilidade.

4.4 Taxa de Transmissão de Dados

O objetivo da comunicação proposta neste trabalho é a transferência de dados que contenham um valor de medição. Considerando o tempo disponível de 0,3 ms para a comunicação, pode-se construir a Tabela 4.1, onde são apresentados os requisitos para transmissão de valores de medição de dois a seis dígitos. Na Tabela, pode-se observar o número de bits necessários para representação de um determinado número de dígitos referentes ao valor de medição, a taxa de transmissão de dados requerida para transferência desses bits no tempo de 0,3 ms e a frequência necessária da portadora (utilizando modulação binária e três ciclos para representação de cada símbolo).

Tabela 4.1 – Características da comunicação para transmissão de dados de medição de dois a seis dígitos em 0,3 ms.

Valor de medição	Número de bits	Taxa de transmissão (bits por segundo)	Frequência da portadora (3 ciclos por símbolo)
2 dígitos	7	23.333	70 kHz
3 dígitos	10	33.333	100 kHz
4 dígitos	14	46.667	140 kHz
5 dígitos	17	56.667	170 kHz
6 dígitos	20	66.667	200 kHz

Fonte: Elaborado pelo Autor.

É importante notar que os valores apresentados na Tabela 4.1 não consideram a transmissão dos bits necessários para reconhecimento do início de cada transmissão e para verificação de erros. Além disso, na medida do possível, é conveniente realizar o envio da mensagem de forma redundante, devido a possíveis falhas de comunicação.

No entanto, a Tabela 4.1 permite deduzir, por exemplo, que para a transmissão de uma mensagem contendo um valor de medição de três dígitos, utilizando outros dez bits para reconhecimento de início e verificação de erros, através de modulação binária e três ciclos por símbolo, uma frequência de 200 kHz da portadora seria suficiente.

A utilização de uma frequência de 1 MHz na portadora permitiria, portanto, teoricamente, transmitir cinco vezes a mensagem completa. Nesse caso, a taxa de transmissão de dados estaria em 333 kb/s. Outros artifícios, como a representação de mais de um bit por símbolo, podem aumentar essa taxa de transmissão.

4.5 Conclusões do capítulo

A utilização do ultrassom na comunicação através de paredes metálicas permite taxas de transferência de dados mais elevadas quando comparada à utilização de radiofrequência. Esse ganho é obtido devido à possibilidade de emprego de frequências mais altas na onda portadora. Frequências essas que inviabilizariam a utilização do método por radiofrequência, devido ao efeito pelicular.

Como a comunicação proposta neste trabalho é dinâmica, o tempo disponível para a transferência de dados é limitado. Assim, a taxa

de transferência é fator fundamental na escolha do método a ser empregado.

O estudo realizado neste capítulo mostra a viabilidade de utilização do ultrassom para a comunicação dinâmica de dados nos termos discutidos neste trabalho, principalmente no que se refere ao tempo disponível para a transferência de dados. Assim, o capítulo seguinte trata do desenvolvimento de bancada de ensaios para avaliação dos transdutores ultrassônicos e da comunicação sem fio através de paredes metálicas, apresentando também a confecção de EMATs específicos para comunicação.

Além disso, algumas configurações possíveis quanto aos transdutores ultrassônicos utilizados na emissão e na recepção foram discutidas neste capítulo, apresentando suas vantagens e desvantagens. Essas configurações foram implementadas e os resultados obtidos de seus ensaios são apresentados e discutidos no capítulo 6 deste documento.

5 DESENVOLVIMENTO DA BANCADA DE ENSAIOS E DOS TRANSDUTORES ACÚSTICOS ELETROMAGNÉTICOS

Os estudos apresentados nos capítulos anteriores evidenciam as vantagens da utilização do ultrassom em relação à radiofrequência na comunicação através de paredes metálicas. Nesse sentido, foi elaborada uma bancada para realização de ensaios com transdutores acústicos, PZTs e EMATs.

Este capítulo inicia com a exibição dos equipamentos e da topologia utilizados na construção da bancada. Em seguida, são descritos os softwares desenvolvidos para a comunicação e para a realização dos ensaios. Por fim, são apresentados os EMATs confeccionados, assim como suas características no que tange às ondas acústicas geradas.

5.1 Equipamentos e topologia da bancada

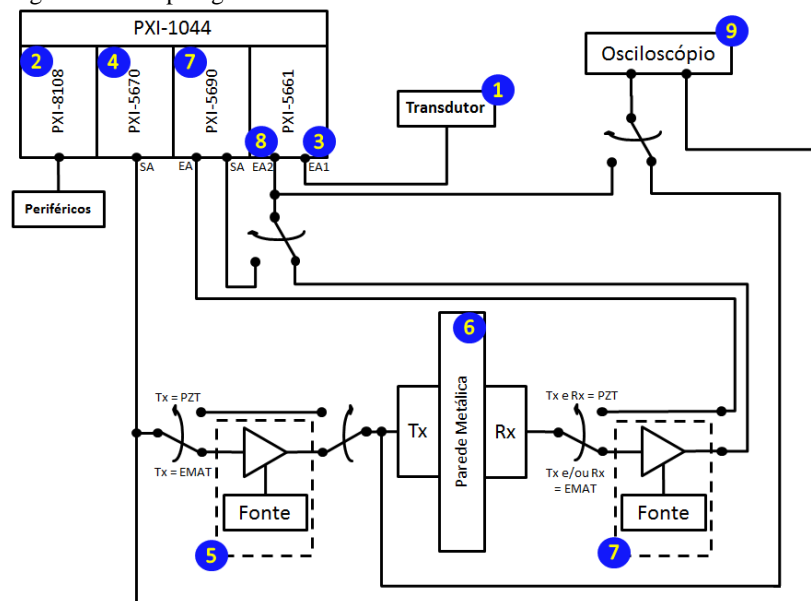
A bancada de ensaios para transdutores acústicos foi construída conforme apresentado na Figura 5.1, onde os indicadores numéricos apontam:

- 1 → Transdutor de medição;
- 2 → Módulo de controle – PXI-8108;
- 3 → Entrada analógica de leitura do sinal do transdutor (EA1 PXI-5661);
- 4 → Módulo de geração de sinal – PXI-5670;
- 5 → Amplificador;
- 6 → Parede metálica;
- 7 → Pré-amplificadores;
- 8 → Entrada analógica de leitura do sinal pré-amplificado (EA2 – PXI-5661);
- 9 → Osciloscópio.

As chaves observadas no diagrama da Figura 5.1 servem para ilustrar as configurações utilizadas no que se refere às ligações entre componentes. No entanto, na prática, as ligações foram feitas de forma

direta, sem utilização de chaves, pois estas podem acarretar aumento de ruído.

Figura 5.1 – Topologia da bancada.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

5.1.1 Transdutor de medição

Na topologia proposta, o transdutor de medição é o elemento responsável pela captação da grandeza cujo valor deve ser transmitido através da parede metálica.

Todo o processo de comunicação é independente do tipo de transdutor utilizado, sendo necessário apenas que este gere um sinal elétrico proporcional ao mensurando.

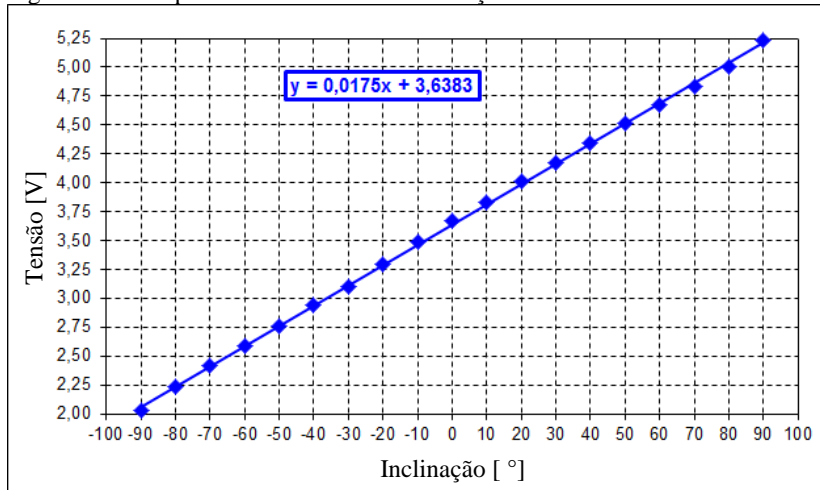
A conversão do sinal elétrico gerado pelo transdutor em valor de medição pode ser realizada via software antes ou depois da comunicação, devendo ser utilizado o que for mais conveniente, considerando o número de bits necessários para sua representação. Nesse sentido, ainda pode-se optar pela conversão tanto na transmissão quanto na recepção, utilizando uma codificação intermediária para redução da mensagem transmitida.

Neste trabalho, apenas para efeito de testes de comunicação, optou-se por realizar a conversão antes da transmissão. Assim, os dados transmitidos referem-se diretamente ao valor medido, não sendo necessária a realização de conversão na recepção.

Para a realização dos ensaios de comunicação, um transdutor simples de inclinação foi construído, cujo princípio de medição está baseado em um pêndulo com haste solidária ao eixo de um potenciômetro. Assim, o valor de inclinação pode ser medido indiretamente através da medição de tensão elétrica de um dos segmentos do potenciômetro.

Para que a conversão do sinal elétrico em valor de inclinação pudesse ser realizada, cinco medições de tensão foram realizadas em cada valor de inclinação, variando-se de -90° até 90° , com incrementos de 10° . A Figura 5.2 apresenta as médias das indicações e a respectiva regressão linear. A Equação 5.1, obtida a partir da regressão linear, é utilizada no software para a realização da conversão de tensão em graus.

Figura 5.2 – Resposta do transdutor de inclinação.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

$$\alpha = 57,08V - 207,67$$

Equação 5.1

Onde α é a inclinação em graus e V, a tensão em volts fornecida pelo inclinômetro.

5.1.2 Módulo de controle

Uma plataforma NI PXI-1044, da National Instruments, foi utilizada para acomodação dos módulos de controle, geração de sinal, pré-amplificação e aquisição de dados. O módulo de controle utilizado na plataforma PXI foi o modelo PXI-8108.

No controlador, ficam embarcados os softwares do sistema de comunicação e aquisição dos dados do transdutor de medição. Além disso, é através do módulo de controle que o usuário pode definir e acompanhar os parâmetros do sistema por meio de dispositivos periféricos (monitor, teclado etc.).

5.1.3 Entrada analógica de leitura do transdutor (EAI)

A leitura do nível de tensão fornecido pelo transdutor de medição é realizada por uma entrada analógica do módulo PXI-5661. A entrada foi configurada para aquisição de sinal de (0 a 10) V.

Após a aquisição do sinal, um software embarcado no módulo PXI-8108 realiza a conversão do nível de tensão em valor de inclinação através da Equação 5.1.

5.1.4 Módulo de geração de sinal

Realizada a conversão do nível de tensão em valor de medição (em binário), este é modulado e o sinal gerado é transmitido ao amplificador através de uma saída analógica do módulo de geração de sinal (PXI-5670), que opera na faixa de frequência de 250 kHz a 2.7 GHz [93].

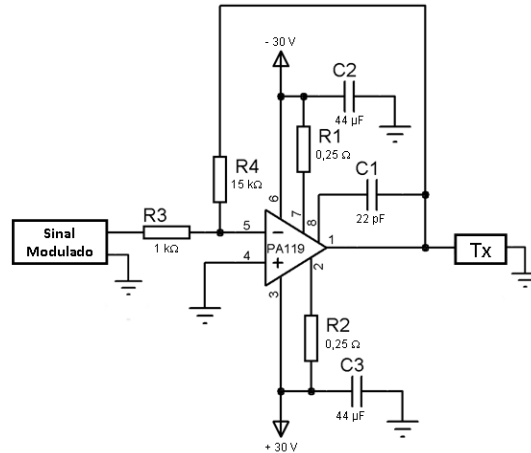
5.1.5 Amplificador

Devido ao baixo nível de tensão gerado pelo PXI-5670 (até 5 V), foi desenvolvido um amplificador para excitação dos EMATs de transmissão. Para excitação dos transdutores piezoelétricos, devido à sua maior eficiência, a saída fornecida pelo módulo PXI é suficiente e não houve a necessidade de amplificação do sinal em todos os ensaios.

O amplificador foi construído conforme o diagrama apresentado na Figura 5.3, utilizando-se um amplificador operacional PA119CE

destinado a aplicações até 5 MHz [94]. Para a alimentação do circuito, utilizou-se uma fonte Minipa MPL-3303 que possui duas saídas variáveis de (0 a 30) V [95]. As duas saídas foram ligadas em uma configuração simétrica e ajustadas para o fornecimento de uma tensão com amplitude de ± 30 V.

Figura 5.3 – Diagrama elétrico do amplificador.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Na configuração que foi desenvolvido, o amplificador fornece uma tensão de saída quinze vezes maior do que a tensão de entrada, na frequência de 1 MHz.

5.1.6 Parede metálica

Para realização dos ensaios de avaliação dos transdutores e da comunicação, uma caixa foi fabricada em aço 1020. Diferentes espessuras foram utilizadas para as paredes da caixa, sendo uma das variáveis nos testes realizados. Foram utilizadas espessuras de 6,3 mm, 8,0 mm, 9,7 mm e 15,9 mm.

Além da caixa metálica, para realização de ensaios mais representativos, um tubo de diâmetro de 610 mm e espessura de parede de 8,5 mm, fabricado em aço API-5L, foi utilizado em alguns dos ensaios.

5.1.7 Pré-amplificadores

Na configuração PZT-PZT, devido à alta eficiência, o módulo pré-amplificador PXI-5690 foi suficiente para amplificação do sinal fornecido pelo transdutor de recepção (Rx) a níveis que pudessem ser lidos pela entrada analógica de leitura de sinal.

Nas configurações onde pelo menos um transdutor EMAT é utilizado, devido ao baixo nível de tensão induzida (da ordem de microvolts), o desenvolvimento de um pré-amplificador específico foi necessário.

O pré-amplificador é o dispositivo responsável pela extração do sinal de interesse, cujo valor está “camuflado” em ruído branco de maior amplitude. Assim, os pré-amplificadores desenvolvidos consistem em uma associação de filtros e amplificadores para geração de um sinal de tensão proporcional às ondas acústicas que chegam à superfície da parede metálica do lado da recepção.

Duas topologias de pré-amplificador foram desenvolvidas. Em uma delas, as etapas de filtragem foram implementadas juntamente com amplificação do sinal, sendo chamada neste documento de “topologia filtro-ganho” (FG). Na outra topologia, as etapas de filtragem foram implementadas de forma independente das etapas de ganho, sendo chamada de “topologia filtro+ganho” (F+G).

As etapas de filtragem e ganho foram desenvolvidas utilizando-se o amplificador operacional THS4022. Antes dessas etapas, foi empregado um amplificador de instrumentação (INA128UA), responsável pela amplificação de todo o espectro induzido na bobina de recepção e aumento da impedância de entrada do circuito pré-amplificador.

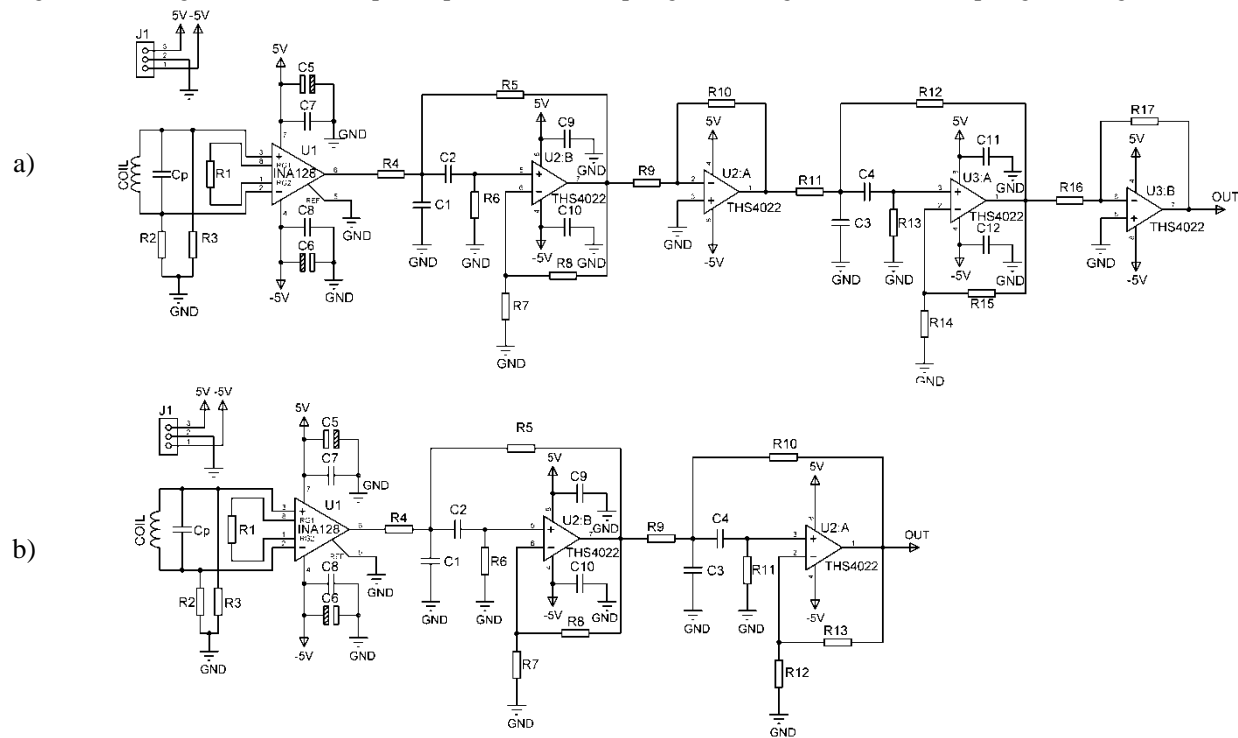
As topologias FG e F+G dos circuitos pré-amplificadores desenvolvidos podem ser observadas na Figura 5.4.

Para cada topologia, duas variações foram utilizadas na construção dos circuitos pré-amplificadores. Primeiramente, foram utilizados componentes convencionais (*thru-hole*). Posteriormente, com o intuito de reduzir interferências eletromagnéticas, os mesmos circuitos foram construídos com componentes SMD (*Surface-Mount Devices*).

Assim, quatro pré-amplificadores foram construídos e avaliados (conforme é discutido no item 6.2) e apenas o que obteve melhor desempenho foi utilizado nos demais ensaios.

Maiores detalhes sobre a confecção dos pré-amplificadores podem ser obtidos na dissertação de mestrado desenvolvida por Claudio Ramos Schmitz [96], que está vinculada a este projeto.

Figura 5.4 – Diagrama elétrico dos pré-amplificadores. a) topologia filtro + ganho (F+G); b) topologia filtro-ganho (FG).



Fonte: [96].

5.1.8 Entrada analógica de leitura do sinal pré-amplificado

Depois de ser pré-amplificado, o sinal fornecido pelo transdutor Rx é adquirido por uma entrada analógica do módulo PXI-5661, para que a informação nele contida possa ser decodificada pelo software de demodulação.

5.1.9 Osciloscópio

Para acompanhamento dos resultados, um osciloscópio Agilent 54621A foi utilizado. Uma de suas pontas de prova permaneceu conectada à saída do módulo PXI-5670, para verificação do sinal modulado, enquanto a outra foi utilizada para o monitoramento ora do sinal de saída do amplificador, ora do sinal de saída dos pré-amplificadores.

5.2 Softwares

Para que a comunicação seja realizada, o sinal de saída do módulo PXI-5670 deve conter a informação a ser transmitida. Essa informação é “inserida” na onda portadora através do processo de modulação (descrito no item 2.4). Na recepção, o processo inverso (demodulação) é realizado para decodificação da mensagem.

Essas duas etapas, assim como o tratamento do sinal fornecido pelo transdutor de inclinação, são realizadas através de softwares específicos desenvolvidos em LabVIEW.

5.2.1 Software de Modulação

O software de modulação (que também realiza o tratamento do sinal obtido do transdutor de inclinação) foi desenvolvido de forma a permitir modulações do tipo M-ASK, M-FSK, M-PSK, QPSK, DQPSK e QAM. A Figura 5.5 ilustra o painel do software referente à modulação M-ASK. Devido à grande semelhança, os painéis do software referentes às demais modulações foram omitidos neste documento.

- 7 → definir parâmetros de configuração da modulação, como: frequência da onda portadora, número de símbolos no alfabeto de modulação, quantidade de ciclos por símbolo, potência do sinal e filtros.

No caso de utilização dos dados obtidos do transdutor de inclinação, a mensagem transmitida é composta por um preâmbulo, pelos dados de medição e por um código verificador de redundância cíclica, o CRC (do inglês, *Cyclic Redundancy Check*), conforme ilustrado na Figura 5.6.

Figura 5.6 – Estrutura da mensagem transmitida, com exemplo de sequência de bits.

Preâmbulo								Dados da Medição								CRC			
1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	0

Fonte: Elaborado pelo Autor.

O preâmbulo é uma sequência de “zeros” e “uns” responsável pela sincronização da comunicação, permitindo ao software de demodulação identificar o início da mensagem. No software desenvolvido, foram utilizados oito bits para composição do preâmbulo.

Para composição do campo “Dados de Medição”, são utilizados oito bits, que permitem a representação de uma faixa de medição de -127° a 127°, com resolução de 1°. O bit mais significativo traz a informação do sinal, enquanto que os sete restantes, a informação do módulo do valor indicado de medição.

O CRC é uma sequência de bits calculada a partir dos dados a serem transmitidos. Os bits do CRC são utilizados pelo software demodulador para verificação de erros nos dados recebidos.

O valor do CRC é calculado através de uma aritmética de módulo 2, sendo representado pelo resto da divisão dos dados da medição por uma sequência de bits conhecida tanto pelo transmissor quanto pelo receptor, denominada “código gerador”.

Antes de iniciar a divisão, deve-se concatenar à direita do dividendo $n-1$ “zeros”, sendo n o número de bits do código gerador. No software desenvolvido, utilizou-se um CRC com quatro bits (CRC-4), empregando-se como código gerador a sequência 10011.

Importante notar que, na aritmética de módulo 2, as operações de subtração, também utilizadas na divisão, comportam-se como operações de “ou exclusivo” [97].

Assim, uma medição de inclinação de 45° , por exemplo, é representada no campo “dados de medição” pela sequência 00101101. Para a divisão são acrescentados quatro “zeros”, ficando o dividendo para o cálculo do CRC representado pela sequência 001011010000. Divide-se este valor pelo código gerador e utilizam-se os quatro bits menos significativos do resto da divisão para representação do CRC, neste caso, a sequência 1110, que é adicionada à mensagem.

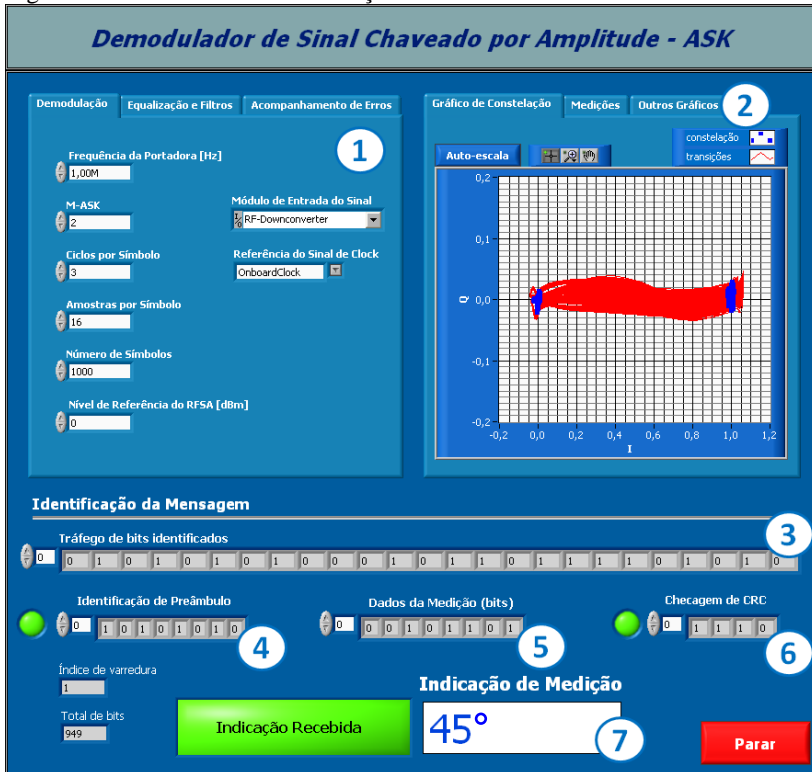
5.2.2 Software de Demodulação

Assim como o software de modulação, o software demodulador foi desenvolvido de forma a permitir a decodificação de modulações M-ASK, M-FSK, M-PSK, QPSK, DQPSK e QAM. A Figura 5.7 apresenta o painel do software que realiza a demodulação M-ASK. Novamente, devido à grande semelhança, os demais painéis de demodulação foram omitidos neste documento.

Conforme os indicadores numéricos da Figura 5.7, através do software de demodulação, é possível:

- 1 → definir os parâmetros de demodulação, como: frequência da onda portadora, número de símbolos do alfabeto de modulação e número de ciclos por símbolo, que devem ser definidos de acordo com os parâmetros da modulação;
- 2 → acompanhar os valores obtidos na aquisição, assim como observar gráficos de constelação indicando as regiões de leitura de cada bit;
- 3 → acompanhar o tráfego de bits identificados pela demodulação;
- 4 → observar a identificação do preâmbulo da mensagem;
- 5 → observar a sequência de bits identificada como dados de medição;
- 6 → observar a verificação de erros dos dados recebidos;
- 7 → obter a indicação da medição, em graus, realizada pelo transdutor de inclinação do dispositivo transmissor.

Figura 5.7 – Software de demodulação ASK



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Para verificação dos dados recebidos, o receptor realiza nova divisão de módulo dois. No entanto, ao invés de acrescentar os bits “zero” à direita no dividendo, acrescenta-se o próprio valor de CRC. Assim, o dividendo é agora composto pelos dados da medição concatenados com o CRC recebidos. O divisor permanece inalterado, utilizando-se o mesmo código gerador empregado na emissão.

Se os dados estiverem corretos, o resto da divisão é nulo. Caso o resto da divisão resulte em um valor diferente de zero, significa que os dados recebidos estão corrompidos.

Importante salientar que a técnica CRC apenas detecta o erro na comunicação dos dados, mas não o corrige.

Quanto à confiabilidade da detecção de erros, pode-se provar que [98]:

- Todos os erros em rajada menores ou iguais a r , onde r é o número de bits do CRC, são detectados. Como mencionado anteriormente, no software desenvolvido, $r = 4$;
- Os erros em rajada com comprimento de $r+1$ são detectados com probabilidade de $1-(0,5)^{r-1}$. No software desenvolvido, isso significa 87,5%;
- Os erros em rajada com comprimento maior que $r+1$ são detectados com probabilidade de $1-(0,5)^r$. No software desenvolvido, 93,75%;
- Todos os erros em quantidade ímpar de bits são detectados.

5.3 Desenvolvimento dos EMATs

Para que os dados modulados pelo software e fornecidos pelo módulo PXI-5670 sejam transmitidos por ondas acústicas no meio metálico, é necessária a utilização de um transdutor que converta a energia elétrica em energia acústica. Da mesma forma, na recepção, é imprescindível um transdutor que converta a energia acústica em energia elétrica, para que o módulo PXI-5661 seja capaz de realizar a aquisição do sinal.

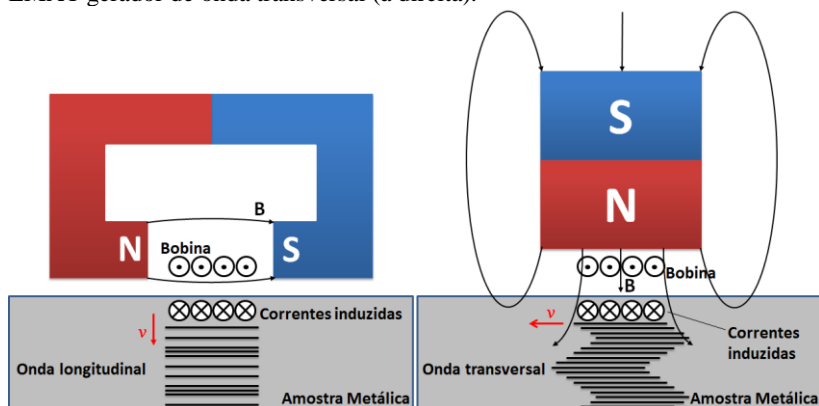
Para a realização dessas conversões de energia, foram utilizados dois tipos de transdutores: os piezoelétricos e os EMATs. Conforme discutido no item 2.3, os primeiros são encontrados comercialmente, enquanto que EMATs viáveis para comunicação não estão disponíveis no mercado.

Assim, foram desenvolvidos EMATs específicos para a comunicação proposta neste trabalho. Nos itens seguintes, são discutidos: algumas configurações de EMAT e suas respectivas formas de onda, os EMATs construídos para a realização dos ensaios, a fonte geradora de campo magnético constante utilizada na construção dos EMATs, e o ajuste de impedância das bobinas, essencial para utilização dos EMATs em aplicações de comunicação.

5.3.1 Configurações de EMAT e suas formas de onda

EMATs podem ser desenvolvidos de diversas formas para atender a diferentes requisitos. A posição relativa entre ímã, bobina e meio metálico, por exemplo, define o tipo de onda gerada no material. Na Figura 5.8, podem ser observadas as duas configurações principais de EMAT e os respectivos princípios de geração de ondas acústicas. A primeira gera, preferencialmente, ondas acústicas longitudinais, enquanto que a segunda gera ondas transversais.

Figura 5.8 – Esquema de EMAT gerador de onda longitudinal (à esquerda) e EMAT gerador de onda transversal (à direita).

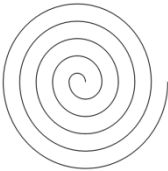

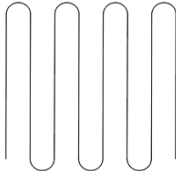
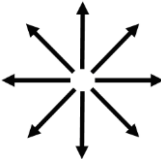
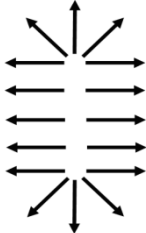
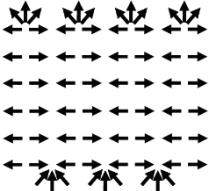
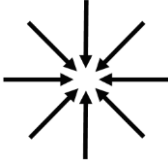
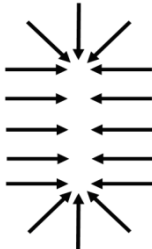
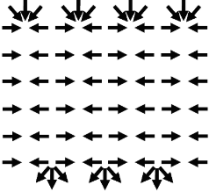


Fonte: Elaborado pelo Autor.

Neste trabalho, foi utilizada a configuração para geração de ondas transversais. Tal escolha foi realizada pela facilidade de construção e para a análise do comportamento da onda transversal na parede metálica, principalmente no que se refere à sua velocidade de propagação e consequente atenuação de ecos. Para a análise do comportamento da onda longitudinal, utilizaram-se os transdutores piezoelétricos comerciais.

Enquanto a posição relativa define o tipo de onda acústica gerada, a configuração do enrolamento define a sua polarização. Neste trabalho, foram projetados três diferentes formatos para o enrolamento do EMAT transversal. Os formatos confeccionados e suas respectivas polarizações acústicas podem ser observados na Tabela 5.1. A direção de polarização pode ser prevista de acordo com a Equação 2.14.

Tabela 5.1 – Tipos de enrolamento confeccionados e respectivas direções de polarização.

Tipo de enrolamento		Espiral Circular	Espiral Alongado	Meandro
Formato do enrolamento				
Direção de polarização	Corrente com sinal positivo (arbitrado)			
	Corrente com sinal negativo (arbitrado)			

Fonte: Elaborado pelo Autor.

5.3.2 Variações de EMATs desenvolvidos

Seguindo as configurações descritas na Tabela 5.1, foram projetadas dez variações para cada tipo de enrolamento. Para confecção dos enrolamentos, utilizaram-se placas de circuito impresso (PCI), sendo variado o número de voltas, o espaçamento entre trilhas e a

largura da trilha. As características das bobinas desenvolvidas estão apresentadas na Tabela 5.2. Maiores detalhes sobre a confecção dessas bobinas podem ser obtidos na dissertação de mestrado desenvolvida por Gabriel Maurício Probst [99], que está vinculada a este projeto.

Tabela 5.2 – Características das bobinas de EMATs desenvolvidas em PCI.

Referência	Número de voltas	Espaçamento entre trilhas (mm)	Largura da trilha (mm)
Espiral Circular 1	10	0,5	0,5
Espiral Circular 2	5	0,5	1
Espiral Circular 3	3	0,5	2
Espiral Circular 4	2	0,5	3
Espiral Circular 5	4	1	1
Espiral Circular 6	3	1	2
Espiral Circular 7	2	1	3
Espiral Circular 8	3	2	1
Espiral Circular 9	2	2	2
Espiral Circular 10	1	2	3
Espiral Alongada 1	10	0,5	0,5
Espiral Alongada 2	5	0,5	1
Espiral Alongada 3	3	0,5	2
Espiral Alongada 4	2	0,5	3
Espiral Alongada 5	4	1	1
Espiral Alongada 6	3	1	2
Espiral Alongada 7	2	1	3
Espiral Alongada 8	3	2	1
Espiral Alongada 9	2	2	2
Espiral Alongada 10	1	2	3
Meandro 1	13	0,5	0,5
Meandro 2	7	0,5	1
Meandro 3	4	0,5	2
Meandro 4	3	0,5	3
Meandro 5	6	1	1
Meandro 6	4	1	2
Meandro 7	3	1	3
Meandro 8	4	2	1
Meandro 9	3	2	2
Meandro 10	2	2	3

Fonte: [99].

Posteriormente, conforme será discutido no capítulo seguinte (item 6.4), foram utilizados fios de cobre para confecção das bobinas. O emprego de fios de cobre esmaltado permitiu a eliminação dos

espaçamentos entre as voltas da bobina, o que conduziu a melhores resultados.


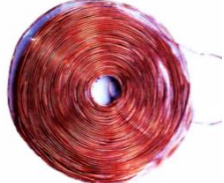


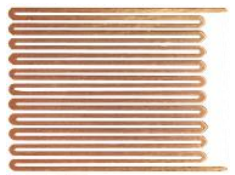

Assim, bobinas do tipo espiral, espiral alongada e meandro com 20 voltas foram desenvolvidas com fio de cobre 27 AWG (0,39 mm de diâmetro).

Além disso, foi constatado que o número de voltas das bobinas desenvolvidas em PCI (e também das bobinas de fio de cobre com 20 voltas) foi insuficiente para a recepção do sinal, que utiliza a tensão induzida para leitura. Assim, essas bobinas foram utilizadas apenas na transmissão do sinal modulado.

Para a recepção, bobinas confeccionadas com fio de cobre esmaltado 36 AWG (0,14 mm de diâmetro) foram utilizadas. Foram desenvolvidas bobinas do tipo espiral, espiral alongada e meandro com 150, 300 e 600 voltas cada.

A Tabela 5.3 apresenta as bobinas confeccionadas com 20 voltas para a transmissão e com 300 voltas para a recepção.

Tabela 5.3 – Enrolamentos de 20 voltas (transmissão) e 300 voltas (recepção).

Tipo de enrolamento	Transmissão	Recepção
Espiral Circular		
Espiral Alongado		
Meandro		

Fonte: Elaborado pelo Autor.

O diâmetro dos enrolamentos foi definido de forma a aproveitar a área abaixo da fonte geradora do campo magnético constante, que é a região de efetiva conversão da energia elétrica em energia acústica. Assim, os fios de cobre das bobinas de recepção necessitaram ser sobrepostos para não ultrapassar o diâmetro de 19 mm dos ímãs permanentes utilizados.

5.3.3 Fonte geradora do campo magnético constante

Parte essencial no funcionamento de um EMAT é a fonte geradora de campo magnético constante. Nos EMATs desenvolvidos neste trabalho, utilizaram-se como fonte de campo magnético ímãs de Neodímio-Ferro-Boro (Nd-Fe-B), que são os ímãs de terras raras mais comumente encontrados no mercado e que possuem campo notadamente mais forte que ímãs comuns de cerâmica e ferrite.

Foram utilizados ímãs em formato de disco, com 19 mm de diâmetro e 1,8 mm de espessura. A quantidade de ímãs no EMAT foi variada e confrontada com os resultados obtidos de amplitude de sinal, conforme é discutido no capítulo seguinte (item 6.5).

A remanência dos ímãs utilizados foi medida em uma unidade de medição de ímãs permanentes, Hystograph HG 200 [100], de acordo com a norma IEC 60404-5 [101]. O valor obtido foi de 0,96 T, o que indica uma baixa pureza, visto que ímãs de Nd-Fe-B costumam apresentar remanência em torno de 1,28 T. Ainda assim, a remanência dos ímãs utilizados é consideravelmente maior do que a apresentada por ímãs comuns de cerâmica e ferrite, que giram em torno de 0,39 T [102].

5.3.4 Ajuste de impedância elétrica

Para melhoria da comunicação, diferentes ajustes de impedância devem ser realizados nos enrolamentos dos EMATs de transmissão e de recepção.

Na transmissão, deseja-se uma elevada indução de corrente no material metálico para que seja produzida uma onda acústica mais intensa. Para tanto, uma elevada corrente elétrica deve percorrer o enrolamento do EMAT de transmissão. Conforme a Lei de Ohm, mantendo-se uma fonte de tensão constante, quanto mais baixa for a impedância, mais alta será a corrente.

Na recepção, a tensão elétrica induzida no enrolamento do EMAT será utilizada (após o processo de pré-amplificação) na aquisição do sinal e posterior demodulação dos dados. Portanto, no EMAT de recepção, é desejável um enrolamento com alta impedância elétrica.

Para obtenção de uma baixa impedância na transmissão, deve-se utilizar bobinas com poucas voltas. Na recepção, a alta impedância é obtida com um número maior de voltas da bobina. Além disso, um ajuste de impedância através de capacitores deve ser realizado.

Para o ajuste de impedâncias, foram utilizados capacitores, em série nos enrolamentos dos EMATs de transmissão e em paralelo nos enrolamentos dos EMATs de recepção. Os capacitores foram escolhidos de acordo com a curva de impedância dos enrolamentos em função da frequência, de forma que o vale de impedância no enrolamento de transmissão e o pico de impedância no enrolamento de recepção fossem deslocados para a frequência da onda portadora da comunicação. Neste trabalho, foi utilizada a frequência de 1 MHz para a transmissão de dados.

Como, em um circuito RLC em série (transmissão), a frequência de ressonância (f_0) pode ser calculada pela Equação 5.2, é possível calcular a capacitância (C) necessária para realizar o ajuste de impedância conhecendo-se a indutância (L), através da Equação 5.3, onde se deve atribuir a f_0 o valor da frequência da onda portadora.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{Equação 5.2}$$

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L} \quad \text{Equação 5.3}$$

Na recepção, por se tratar de um circuito RLC misto, a frequência de ressonância e a capacitância para ajuste de impedância podem ser calculadas pelas Equações 5.4 e 5.5, respectivamente.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}} \quad \text{Equação 5.4}$$

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L + \frac{R^2}{L}} \quad \text{Equação 5.5}$$

Assim, as indutâncias dos enrolamentos foram medidas em um analisador de impedâncias, Agilent 4294A, para que os capacitores adequados fossem utilizados. Durante as medições, os enrolamentos foram mantidos próximos à parede metálica e com os ímãs de neodímio-ferro-boro posicionados conforme construção final do EMAT. Tal procedimento foi adotado por ter sido constatado que a proximidade com o metal e com os ímãs provoca alterações na impedância dos enrolamentos.

As capacitâncias dos capacitores utilizados também foram medidas na frequência da onda portadora, para que o capacitor mais adequado entre os disponíveis fosse utilizado.

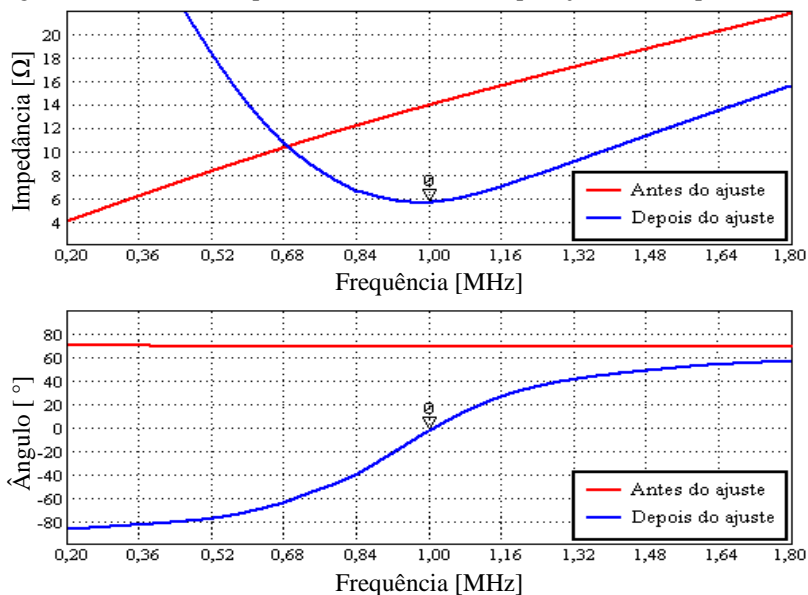
A Figura 5.9 apresenta as curvas de impedância e ângulo do enrolamento de um dos EMATs de transmissão construídos, antes e após o ajuste com capacitor. Antes do ajuste, a impedância do respectivo EMAT era de 14,18 Ω , passando para 5,67 Ω depois do ajuste.

A Figura 5.10 apresenta as curvas de impedância e ângulo para um dos EMATs de recepção. A impedância do respectivo EMAT era de 2,57 k Ω , passando para 7,22 k Ω após o ajuste com o capacitor em paralelo.

Os ajustes de impedância foram realizados para todos os EMATs desenvolvidos, visto que testes preliminares comprovaram sua necessidade para a obtenção de resposta na comunicação utilizando a bancada desenvolvida.

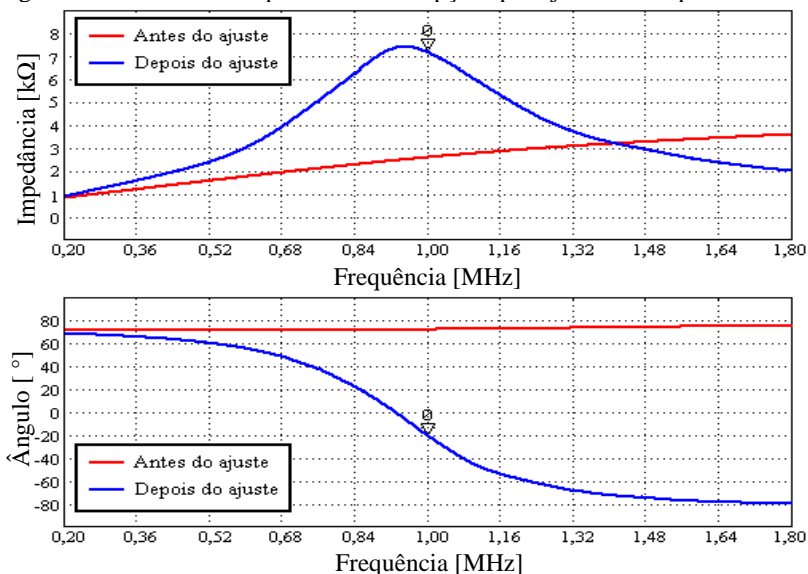
O EMAT de transmissão utilizado para obtenção das curvas da Figura 5.9 foi o desenvolvido com bobina espiral circular de fio de cobre esmaltado 27 AWG, com 20 voltas. As curvas de impedância dos demais EMATs de transmissão seguiram o mesmo padrão.

Figura 5.9 – Curva de impedância da transmissão após ajuste com capacitor.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 5.10 – Curva de impedância da recepção após ajuste com capacitor.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Para obtenção das curvas da Figura 5.10, utilizou-se o EMAT de recepção com bobina em espiral circular com fio de cobre esmaltado 36 AWG e 300 voltas. Da mesma forma, os demais EMATs de recepção seguiram o mesmo padrão.

A Figura 5.11 apresenta o EMAT de transmissão sem os ímãs permanentes (para visualização da bobina de 20 voltas) e com os ímãs de Neodímio-Ferro-Boro.

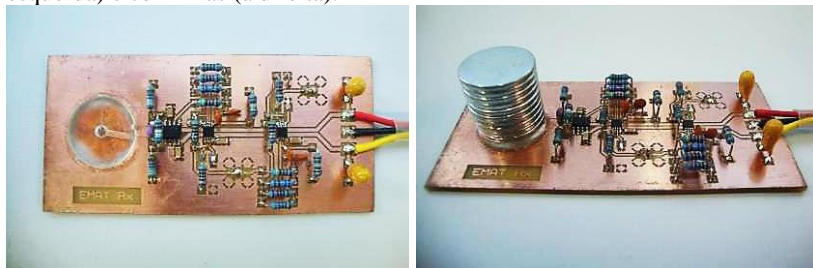
Figura 5.11 – EMAT de transmissão sem (à esquerda) e com ímãs (à direita).



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Da mesma forma, na Figura 5.12, o EMAT de recepção com 300 voltas é apresentado sem os ímãs, à esquerda, e com os ímãs, à direita, juntamente com o circuito pré-amplificador.

Figura 5.12 – EMAT de recepção com circuito pré-amplificador sem (à esquerda) e com ímãs (à direita).



Fonte: Elaborado pelo Autor.

O circuito pré-amplificador foi construído juntamente com o EMAT de recepção devido à baixa potência do sinal induzido na bobina

e consequente necessidade de uma curta distância entre a bobina e o restante do circuito. Distâncias maiores entre bobina e pré-amplificador acarretam perdas de sinal e maior susceptibilidade a interferências eletromagnéticas. Na transmissão, devido à maior potência do sinal, não há a necessidade de construção do amplificador juntamente com o EMAT.

5.4 Conclusões do capítulo

Uma bancada para a caracterização dos transdutores acústicos e avaliação do sistema de comunicação através de paredes metálicas com o emprego de ultrassom foi desenvolvida.

Para os ensaios de comunicação, um sistema de medição de inclinação foi desenvolvido. É o valor de medição fornecido por esse sistema, o conteúdo a ser transmitido nos experimentos. No entanto, a bancada (e o próprio sistema de comunicação proposto) é modular, permitindo a utilização de qualquer sistema de medição, desde que este forneça uma saída de tensão.

O número de *bits* da mensagem foi escolhido de forma a permitir uma transmissão de dados provenientes de uma medição que varia de -127° a $+127^\circ$, com resolução de 1° . No entanto, o número de *bits* pode ser facilmente alterado, permitindo a mudança da faixa de medição e da resolução, assim como garantir maior confiabilidade na detecção do início da mensagem e verificação de erros.

Embora, na bancada desenvolvida, tanto o software de modulação quanto o software de demodulação estejam embarcados no mesmo controlador, os dois softwares são independentes entre si. Toda a comunicação é realizada exclusivamente através das ondas acústicas.

Dois transdutores de ultrassom foram escolhidos, os piezoelétricos (PZT) e os transdutores acústicos eletromagnéticos (EMAT). Os primeiros são facilmente encontrados no mercado, enquanto que os últimos estão disponíveis apenas em versões para ensaios não destrutivos, sendo ineficazes para comunicação. Nos EMATs comerciais não existe ajuste de impedância e nem diferença entre EMAT de transmissão e EMAT de recepção. Nesse sentido, foram estudados e desenvolvidos EMATs específicos para comunicação.

Ainda assim, o sinal gerado nas bobinas dos EMATs de recepção é da ordem de microvolts. Por essa razão, um dispositivo de pré-amplificação foi desenvolvido para que a leitura do sinal e a posterior demodulação pudessem ser realizadas.

6 CARACTERIZAÇÃO DOS TRANSDUTORES ACÚSTICOS E AVALIAÇÃO DO SISTEMA DE COMUNICAÇÃO

Poucos são os estudos encontrados na literatura sobre a aplicação de transdutores acústicos na comunicação através de paredes metálicas. Tarefa ainda mais difícil é encontrar resultados quantitativos no que diz respeito às características desses transdutores.

Nesse sentido, foram realizados ensaios para caracterização dos transdutores acústicos e da sua utilização em diferentes configurações de comunicação.

Este capítulo inicia demonstrando a necessidade de um bom acoplamento na utilização de transdutores piezoelétricos, fator determinante para o estudo realizado com EMATs. Em seguida, são apresentados os resultados dos ensaios para determinação do melhor circuito pré-amplificador desenvolvido, para sua utilização nos demais experimentos. Posteriormente, são avaliadas as características de velocidade das ondas acústicas transversais e longitudinais, fundamentais para as análises subsequentes. Uma comparação entre os diversos EMATs construídos é realizada para a escolha das melhores transdutores, para utilização nos demais ensaios.

Os ensaios seguintes demonstram a influência, na qualidade do sinal recebido, de características como: quantidade de ímãs utilizada na construção dos EMATs, frequência de operação dos transdutores acústicos, espessura do metal, alinhamento entre transdutores Tx e Rx e *liftoff* aplicado nas configurações que utilizam EMAT. Posteriormente, uma análise de eficiência das configurações de comunicação propostas no capítulo 5 é realizada, assim como uma discussão sobre os aspectos da configuração PZT-EMAT.

Por fim, são apresentados os resultados obtidos em ensaios de comunicação estática e dinâmica, utilizando diferentes configurações.

6.1 Influência do gel acoplante na eficiência de transdução do PZT

Como mencionado anteriormente, transdutores piezoelétricos necessitam um bom acoplamento com a superfície para obtenção de

uma boa eficiência de transdução. Para melhoria dessa eficiência, são utilizados acoplantes, geralmente em estado gel.

Com o intuito de quantificar essa melhoria e comprovar a necessidade do uso do acoplante, foi realizado experimento com dois transdutores piezoelétricos em contato direto, evitando assim efeitos de rugosidade nos resultados da análise. O modelo dos transdutores utilizados foi o Panametrics V102-RB, que opera na frequência de 1 MHz [103]. Uma modulação OOK com três ciclos por símbolo, frequência de 1 MHz e tensão de 3 V pico a pico no símbolo “um” foi aplicada ao emissor. O sinal recebido pelo segundo transdutor foi pré-amplificado pelo módulo PXI-5690 e observado através do osciloscópio.

Em um primeiro momento, os sinais de amplitude do sinal recebido e o nível de ruído foram mensurados sem a utilização de acoplante. Posteriormente, o mesmo procedimento foi realizado utilizando-se gel acoplante Magnagel 2, da Magnaflux[®], entre os dois transdutores. Nos dois ensaios, a força aplicada para aderência entre os transdutores foi a mesma (aproximadamente 15 N). Foram realizadas dez medições e calculada a média para cada variável em cada ensaio.

Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 6.1. A relação sinal-ruído (SNR) foi determinada pela Equação 6.1, onde A_S e A_R referem-se à amplitude do sinal e à amplitude do ruído, respectivamente. A SNR em decibéis pode ser calculada pela Equação 6.2.

Tabela 6.1 – Resultados de medição de amplitude de sinal e de ruído com e sem gel acoplante.

	Sem acoplante	Com acoplante
Amplitude de sinal	(0,339 ± 0,026) V	(4,11 ± 0,10) V
Amplitude de ruído	(0,154 ± 0,021) V	(0,157 ± 0,023) V
SNR	4,8	685,0
SNR [dB]	6,9	28,4

Fonte: Elaborado pelo Autor.

$$SNR = \left(\frac{A_S}{A_R} \right)^2$$

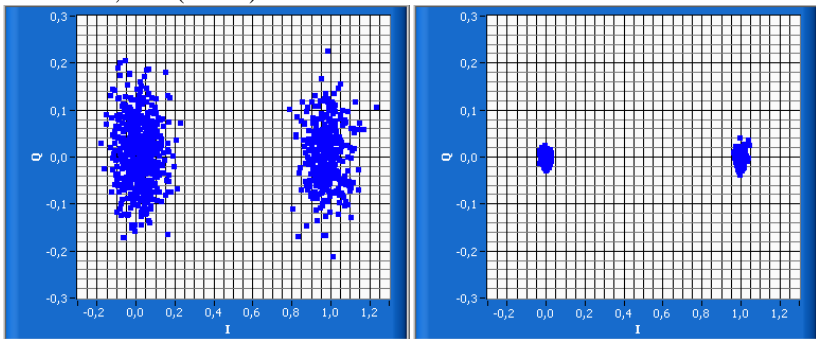
Equação 6.1

$$SNR_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{A_S}{A_R} \right)$$

Equação 6.2

Analisando a Tabela 6.1, pode-se concluir que a aplicação do gel acoplante representou um ganho na amplitude do sinal da ordem de doze vezes, o que representa um ganho de 21,7 dB, aproximadamente. A relação sinal ruído passou de 6,9 dB para 28,4 dB. Na Figura 6.1, essa relação é apresentada através de diagramas de constelação, obtidos do software de demodulação desenvolvido.

Figura 6.1 – Diagramas de constelação de contato direto PZT-PZT, sem acoplante com uma SNR de 6,9 dB (esquerda) e com acoplante, gerando uma SNR de 28,4 dB (direita).



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Com a amplitude de excitação utilizada no ensaio (3 V), a comunicação através de diferentes espessuras de parede metálica (6,3 mm, 8,0 mm, 9,7 mm e 15,9 mm), sem a utilização de acoplante, tornou-se inviável. Após aplicação do gel acoplante, a comunicação foi realizada com sucesso para todas as espessuras.

6.2 Comparação entre configurações de pré-amplificador

Conforme mencionado no item 5.1.7, quatro pré-amplificadores foram desenvolvidos para a recepção, dois com componentes convencionais *thru-hole* e dois com componentes SMD, variando a topologia entre: etapas distintas de filtro e ganho (F+G) e etapas de filtro e ganho vinculadas (FG).

Embora os pré-amplificadores tenham sido construídos com valores de ganho teórico similares, as tolerâncias de seus componentes podem provocar alterações significativas no resultado final. Nesse sentido, os pré-amplificadores foram avaliados segundo seu valor de ganho e relação sinal-ruído (SNR).

Um sinal senoidal de três ciclos, frequência de 1 MHz e tensão pico a pico de 0,5 mV foi aplicado à entrada dos pré-amplificadores. Foram realizadas dez medições do sinal de saída (tanto do sinal propriamente dito quanto do ruído). Os resultados obtidos podem ser observados nas Tabelas 6.2 e 6.3, que também apresentam os valores de ganho e SNR, respectivamente.

Tabela 6.2 – Resultados de ganho dos pré-amplificadores desenvolvidos.

	FG <i>thru-hole</i>	FG SMD	F+G <i>thru-hole</i>	F+G SMD
Média do sinal [V]	1,30	1,14	1,60	1,30
Desv. Padrão [V]	0,02	0,03	0,04	0,03
Ganho	2602	2273	3194	2604

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Tabela 6.3 – Resultados das SNR dos pré-amplificadores desenvolvidos.

	FG <i>thru-hole</i>	FG SMD	F+G <i>thru-hole</i>	F+G SMD
Média do ruído [V]	0,18	0,20	0,23	0,26
Desv. Padrão [V]	0,02	0,04	0,04	0,05
SNR	49,89	33,75	50,53	25,02
SNR [dB]	16,98	15,28	17,04	13,98

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Analisando as Tabelas 6.2 e 6.3, observa-se que a configuração “F+G *thru-hole*” obteve melhor desempenho em termos de ganho e relação sinal-ruído (embora a configuração “FG *thru-hole*” tenha atingido uma SNR muito próxima). Portanto, para os demais ensaios apresentados neste trabalho, a configuração “F+G *thru-hole*” foi utilizada.

Outro fato importante a ser observado é que a utilização dos componentes SMD, empregados com o intuito de reduzir os níveis de ruído, não surtiu efeito prático. Além de proporcionarem níveis de ruído similares aos demais pré-amplificadores, tais circuitos apresentaram valores de ganho inferiores às suas topologias equivalentes com componentes *thru-hole*. Acredita-se que a diferença de lotes dos amplificadores de instrumentação utilizados nas configurações *thru-hole* e SMD seja a responsável por essa queda de rendimento, embora tal fato não tenha sido investigado.

6.3 Velocidade de propagação das ondas acústicas

Característica fundamental para o entendimento do processo de comunicação por ultrassom é a velocidade de propagação das ondas acústicas no meio metálico. A velocidade de propagação determina, em cada material, o tempo de desvanecimento do sinal acústico. Além disso, o seu conhecimento permite a determinação do modo de propagação da onda, já que ondas acústicas longitudinais e transversais possuem velocidades diferentes.

Para a avaliação da velocidade de propagação das ondas longitudinais, utilizaram-se os transdutores piezoelétricos comerciais V102-RB. Na determinação da velocidade das ondas transversais, os EMATs desenvolvidos no projeto foram utilizados.

6.3.1 Velocidade das ondas acústicas longitudinais

Para a determinação da velocidade de propagação das ondas acústicas geradas pelo transdutor piezoelétrico, foram utilizadas três espessuras distintas das paredes da caixa de aço 1020 (item 5.1.6) e dois transdutores, um para emissão e outro para recepção, um de cada lado da parede.

As espessuras das paredes foram medidas através de um micrômetro com resolução de 1 μm , realizando-se cinco medições para cada bloco. Os resultados de medição obtidos, utilizando-se 95% de confiabilidade, foram:

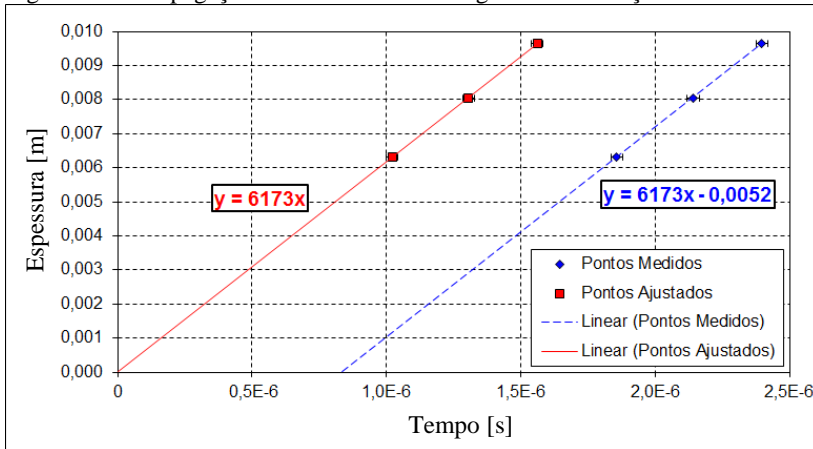
- Parede 1: $(6,324 \pm 0,012)$ mm;
- Parede 2: $(8,044 \pm 0,014)$ mm;
- Parede 3: $(9,658 \pm 0,017)$ mm.

Um símbolo com cinco ciclos foi utilizado para excitação do transdutor de emissão, com frequência de 1 MHz e amplitude aproximada de 5 V. Picos e vales foram tomados como pontos de referência para determinação do tempo de voo da onda acústica através da parede de aço. Os intervalos de tempo entre emissão e recepção foram medidos através do osciloscópio, utilizando-se uma resolução de 10 ns. Foram realizadas cinco medições do intervalo de tempo para cada parede e os resultados de medição obtidos, utilizando-se 95% de confiabilidade, foram:

- Parede 1: $(1,858 \pm 0,022) \mu\text{s}$;
- Parede 2: $(2,142 \pm 0,022) \mu\text{s}$;
- Parede 3: $(2,398 \pm 0,022) \mu\text{s}$.

Com os valores de espessura e tempo de voo, pode-se ajustar uma reta conforme ilustrado na Figura 6.2 (reta tracejada).

Figura 6.2 – Propagação acústica de ondas longitudinais em aço 1020.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Pode-se observar que a intersecção da reta com o eixo das abscissas não ocorre na origem, como seria de se esperar. Esse efeito ocorre devido à soma dos atrasos referentes ao gel acoplante e ao pré-amplificador utilizado (NI PXI-5690). Portanto, o ponto de intersecção da reta com o eixo das abscissas foi considerado um erro sistemático e pôde ser facilmente corrigido, conforme representado pela reta contínua da Figura 6.2.

Em um primeiro momento, tentou-se utilizar uma disposição com os dois transdutores piezoelétricos separados apenas por uma camada de acoplante, representando uma “espessura zero”. Esse valor seria utilizado para correção do erro sistemático. No entanto, o tempo observado foi inferior ao esperado. Isso ocorre devido ao fato de que, nessa configuração, a onda acústica atravessa apenas uma camada de gel acoplante e não duas, como na configuração anterior.

Evidente que a espessura das camadas de gel acoplante varia em cada montagem do sistema e são, portanto, consideradas um efeito aleatório nas medições. Para minimizar esse efeito, procurou-se

padronizar a forma de aplicação e a quantidade de gel nas diversas medições realizadas, assim como a pressão exercida nos transdutores piezoelétricos.

A velocidade de propagação das ondas acústicas no interior do material pode ser obtida através da inclinação da reta da Figura 6.2. A incerteza padrão de medição foi determinada através da Equação 6.3.

$$u^2(v) = \left(\frac{\partial v}{\partial esp} u(esp) \right)^2 + \left(\frac{\partial v}{\partial \Delta t} u(\Delta t) \right)^2 \quad \text{Equação 6.3}$$

Onde $u(x)$ é a incerteza padrão de cada variável, v é a velocidade de propagação da onda, esp é a espessura da parede e Δt , o intervalo de tempo corrigido entre emissão e recepção.

Resolvendo as derivadas parciais da Equação 6.3, chega-se à Equação 6.4.

$$u(v) = \left(\left(\frac{1}{\Delta t} u(esp) \right)^2 + \left(-\frac{esp}{(\Delta t)^2} u(\Delta t) \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad \text{Equação 6.4}$$

A incerteza expandida da velocidade de propagação da onda foi calculada para cada ponto de medição e, para agir em favor da segurança, foi escolhido o maior afastamento em relação à reta interpolada para sua determinação. Assim, pode-se dizer que a velocidade de propagação das ondas acústicas longitudinais no aço 1020 utilizado é de (6170 ± 140) m/s, com nível de confiança de 95%.

Para a determinação da velocidade de propagação da onda longitudinal no tubo de aço API 5L, foram utilizados os mesmos procedimentos, com a diferença que foi necessária a elevação da tensão aplicada (15 V). Nesse caso, o resultado obtido para a espessura da parede do tubo foi de $(8,53 \pm 0,16)$ mm, enquanto que o intervalo de tempo corrigido entre emissão e recepção foi de $(1,351 \pm 0,022)$ μ s. Ainda utilizando um nível de confiança de 95%, obteve-se o resultado de (6310 ± 150) m/s para a velocidade de propagação da onda acústica longitudinal no tubo de aço API 5L analisado.

6.3.2 Velocidade das ondas acústicas transversais

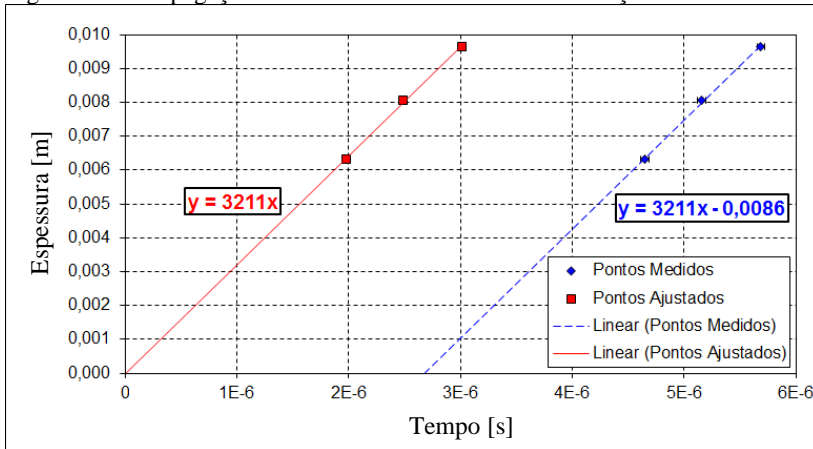
Os mesmos procedimentos utilizados na determinação da velocidade das ondas acústicas longitudinais foram utilizados para o cálculo da velocidade das ondas transversais. A diferença reside na utilização de transdutores EMATs (portanto não houve a necessidade de gel acoplante) e utilização do pré-amplificador desenvolvido especificamente para o EMAT de recepção.

Os resultados dos tempos de voo das ondas transversais nas paredes de aço 1020 foram:

- Parede 1: $(4,650 \pm 0,019) \mu\text{s}$;
- Parede 2: $(5,158 \pm 0,022) \mu\text{s}$;
- Parede 3: $(5,688 \pm 0,034) \mu\text{s}$.

Os resultados obtidos com os valores de espessura das paredes de aço e tempo de voo das ondas transversais são apresentados na Figura 6.3 (reta tracejada).

Figura 6.3 – Propagação acústica de ondas transversais em aço 1020.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Da mesma forma do que foi discutido no item 6.3.1, observa-se um atraso nas respostas. Esse atraso é superior ao observado anteriormente devido à utilização de um pré-amplificador diferente ao utilizado na determinação das ondas acústicas longitudinais. Considerando o atraso como um erro sistemático, é possível corrigi-lo.

A resposta obtida com a correção é representada na Figura 6.3 pela reta contínua.

Assim, a velocidade de propagação das ondas transversais no aço 1020 utilizado é de (3211 ± 50) m/s, com um nível de confiança de 95%.

No tudo de aço API 5L, o intervalo de tempo corrigido foi de $(2,466 \pm 0,024)$ μ s. Pode-se dizer, portanto, que a velocidade de propagação das ondas transversais no tubo de aço analisado é de (3459 ± 70) m/s.

Os intervalos de tempo entre emissão e recepção, em alguns casos, podem ser medidos dividindo-se pela metade o tempo entre ecos. Esse método, logicamente, elimina o erro sistemático. Porém, dependendo da amplitude do sinal e do material, os ecos não são facilmente identificados devido a interferências de multipercursos.

Além disso, uma das grandes dificuldades encontradas durante o desenvolvimento deste trabalho foram as interferências eletromagnéticas⁷. Para a determinação se o sinal observado era realmente proveniente de ultrassom ou de uma interferência eletromagnética, o conhecimento do erro sistemático no cálculo do tempo entre emissão e recepção é fundamental.

6.4 Comparação entre os EMATs desenvolvidos

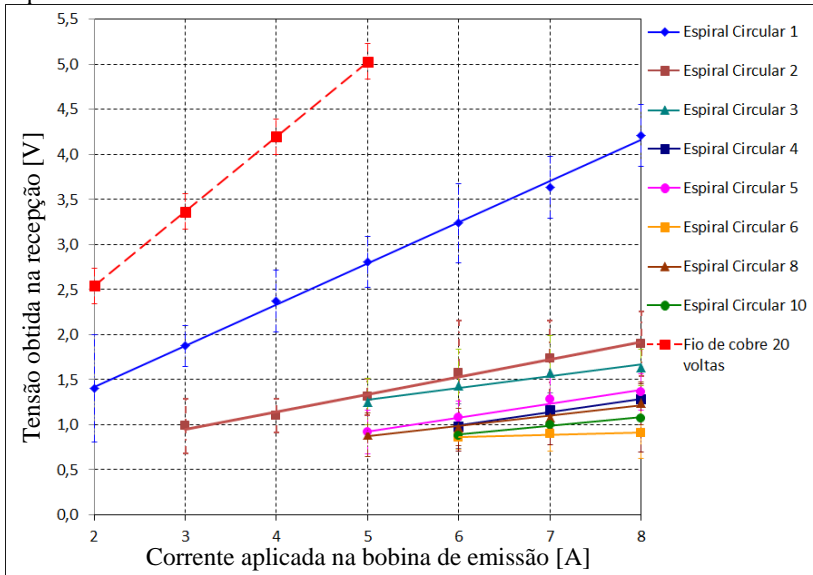
As características construtivas da bobina de transdutores acústicos eletromagnéticos que influenciam na intensidade das ondas acústicas geradas são pouco conhecidas. Nesse sentido, trinta modelos de bobinas foram construídos em placas de circuito impresso, variando entre três configurações: espiral circular, espiral alongada e meandro (conforme descrito no item 5.3.2).

A Figura 6.4 apresenta, através das linhas contínuas, a tensão obtida na recepção em função da corrente aplicada em EMATs de transmissão com bobina espiral circular (descritos na Tabela 5.2).

Para comparação dos EMATs utilizados na transmissão, o mesmo EMAT de recepção foi utilizado em todos os ensaios, sendo confeccionado com fio de cobre 36 AWG e 300 voltas.

⁷ Tais interferências são discutidas no item 6.11.1.

Figura 6.4 – Resposta obtida com os diferentes EMATs de emissão com bobina espiral circular.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Analisando a Figura 6.4 e a Tabela 5.2, pode-se concluir que quanto maior o número de voltas da bobina do EMAT de emissão e quanto menor a distância entre trilhas, maior é a intensidade do sinal recebido. Além disso, nota-se o aumento da tensão obtida na recepção com o aumento da amplitude da corrente alternada aplicada na transmissão. Tal comportamento pode ser deduzido também através da Equação 2.14.

Para aumentar o número de voltas e reduzir o espaçamento das trilhas, outro conceito para a construção da bobina foi utilizado: ao invés da confecção da bobina em placa de circuito impresso, utilizou-se fio de cobre esmaltado 27 AWG. Na Figura 6.4, é possível observar os resultados obtidos com a bobina de emissão confeccionada em fio de cobre com 20 voltas (linha tracejada).

A limitação da fonte de alimentação e os níveis de ruído ocasionaram os pontos não apresentados no gráfico da Figura 6.4, incluindo os valores referentes à utilização dos EMATs confeccionados com bobina espiral circular 7 e 9.

Os ensaios realizados com os EMATs confeccionados com bobina do tipo espiral alongada obtiveram resultados semelhantes, porém com menor amplitude.

A utilização dos EMATs confeccionados com bobina do tipo meandro não gerou resultados mensuráveis. A dificuldade de elaboração de uma bobina do tipo meandro com fio de cobre 36 AWG com 300 voltas para a recepção fez com que as dimensões de suas voltas não coincidisse com o emissor, provocando interferências destrutivas na indução de corrente que atenuaram de forma incisiva o sinal recebido.

Devido à melhor eficiência dos EMATs confeccionados com fio de cobre com 20 voltas, tanto com bobina espiral circular quanto espiral alongada, estes foram utilizados nos demais ensaios.

A escolha de 20 voltas para fabricação das bobinas de transmissão foi definida pela espessura do fio de cobre e diâmetro do ímã permanente utilizado. Assim, as bobinas de emissão foram confeccionadas de forma a eliminar o espaçamento entre as voltas, entretanto, sem sobreposição.

Importante notar que apesar do aumento do número de voltas ter contribuído no sinal recebido, esse aumento implica maior comprimento do condutor e, conseqüentemente, maior impedância. Por sua vez, a maior impedância exige uma maior tensão aplicada nos terminais da bobina para que a amplitude de corrente se mantenha.

Para a bobina do EMAT de recepção, foram confeccionadas bobinas com fio de cobre 36 AWG com 150, 300 e 600 voltas, sendo necessária a sobreposição das voltas para que a área útil da bobina não excedesse o diâmetro do ímã. As bobinas confeccionadas com 300 voltas foram as que obtiveram melhor resultado e por isso foram utilizadas em todos os ensaios apresentados neste documento.

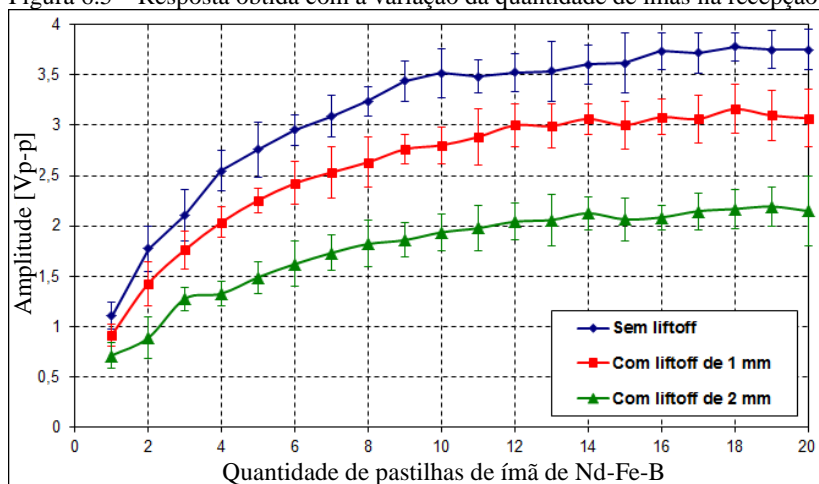
6.5 Influência da quantidade de ímãs no desempenho do EMAT

As ondas acústicas geradas pelo EMAT são oriundas da força de Lorentz que atua na parede metálica em frequência ultrassônica. Conforme descreve a Equação 2.14, essa força é provocada pela interação entre as partículas de carga em movimento e o campo magnético constante produzido pelo ímã permanente.

Para obtenção do campo magnético constante, conforme descrito no item 5.3.3, utilizaram-se pastilhas de ímãs de terras raras. Assim, o conhecimento da influência da quantidade de pastilhas de ímãs na amplitude do sinal gerado e recebido se faz necessário.

O gráfico da Figura 6.5 mostra a amplitude de sinal recebido com a variação da quantidade de pastilhas de ímã utilizadas na construção do EMAT de recepção. Para esse ensaio, utilizou-se o EMAT com bobina espiral circular e parede de aço 1020 com espessura de 8,0 mm. Três curvas podem ser observadas, uma onde o transdutor de recepção está em contato com a parede metálica e as outras onde foram utilizados *liftoff* de 1 mm e 2 mm. Para efeito de comparação, o EMAT de transmissão foi mantido em contato e disposto com 15 pastilhas de ímã em todos os casos.

Figura 6.5 – Resposta obtida com a variação da quantidade de ímãs na recepção.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

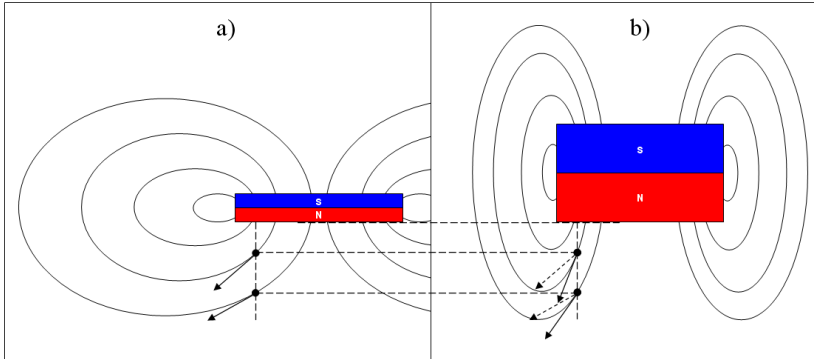
Comportamento semelhante foi observado quando se variou o número de pastilhas de ímã na transmissão.

Através da Figura 6.5, pode-se perceber que o sinal recebido tende a saturar após um determinado número de pastilhas de ímã. Tal fato ocorre porque o campo magnético é dependente da relação entre altura e área da base do ímã, conforme pode ser observado na Figura 6.6.

Quando um número maior de pastilhas de ímã é empilhado, o comportamento do conjunto se aproxima ao de um ímã de maior altura. Nesse caso, analisando pontos abaixo do ímã, o ângulo entre as linhas de campo e a base do ímã aumenta, tendendo a 90°. Quanto mais próximo de 90°, maior é a componente do campo magnético que contribui para a geração das ondas acústicas transversais (conforme demonstrado na Figura 2.6). Além disso, quanto maior a altura do ímã,

mantendo-se a área da base constante, maior a densidade das linhas de campo na região de interesse.

Figura 6.6 – Campo magnético de ímãs com: a) menor altura e b) maior altura, com valor constante da área da base.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Assim, pode-se dizer que o campo magnético perpendicular é função da remanência do ímã permanente, da distância em relação à base e da relação entre altura e base do ímã, além do material utilizado como meio de propagação das ondas acústicas.

Com valores de *liftoff* maiores, o campo magnético tende a atingir os mesmos valores quando comparado a *liftoff* menores. Porém, para que isso ocorra, é necessária a adição de uma maior quantidade de pastilhas de ímãs.

Embora o campo magnético tenha uma tendência a obter o mesmo valor com a adição de mais pastilhas de ímã, é nítida a diferença do valor de estabilização observado na Figura 6.5, com diferentes valores de *liftoff*. Essa diferença é provocada pela corrente induzida no metal, cuja amplitude reduz com o aumento do *liftoff*, reduzindo, consequentemente, a intensidade do sinal gerado (ou recebido), conforme indica a Equação 2.14.

Evidentemente, a utilização de ímãs com maior valor de remanência resultaria em maiores valores de amplitude do sinal recebido.

Resultados semelhantes foram obtidos com a utilização de EMATs confeccionados com bobina espiral alongada.

6.6 Influência da frequência de operação e da espessura do metal

Os transdutores piezoelétricos adquiridos possuem, nominalmente, um ponto ótimo de operação na frequência de 1 MHz. Os EMATs desenvolvidos foram projetados para trabalhar na mesma frequência. No entanto, as tolerâncias dos componentes dos filtros e os pequenos desvios observados nos ajustes de impedância das bobinas podem provocar alteração da frequência ótima de operação dos EMATs.

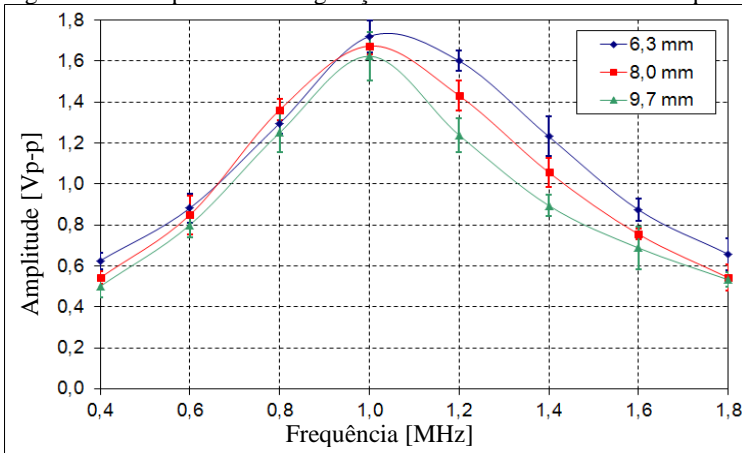
Além disso, o conhecimento do comportamento do transdutor piezoelétrico e do EMAT em função da frequência é importante em termos de comunicação, principalmente quando se utiliza modulação FSK ou alguma de suas variações.

Os itens seguintes apresentam a reposta no domínio da frequência para as configurações de comunicação PZT-PZT, EMAT-EMAT e PZT-EMAT, assim como a variação do sinal obtido em função da espessura da parede de aço 1020. Nesses ensaios, foram realizadas dez medições para cada ponto de interesse, sendo as barras apresentadas nas figuras correspondentes à repetibilidade.

6.6.1 Frequência e espessura na configuração PZT-PZT

A Figura 6.7 apresenta a resposta, no domínio da frequência, da configuração PZT-PZT na faixa de 400 kHz até 1,8 MHz.

Figura 6.7 – Resposta da configuração PZT-PZT no domínio da frequência.



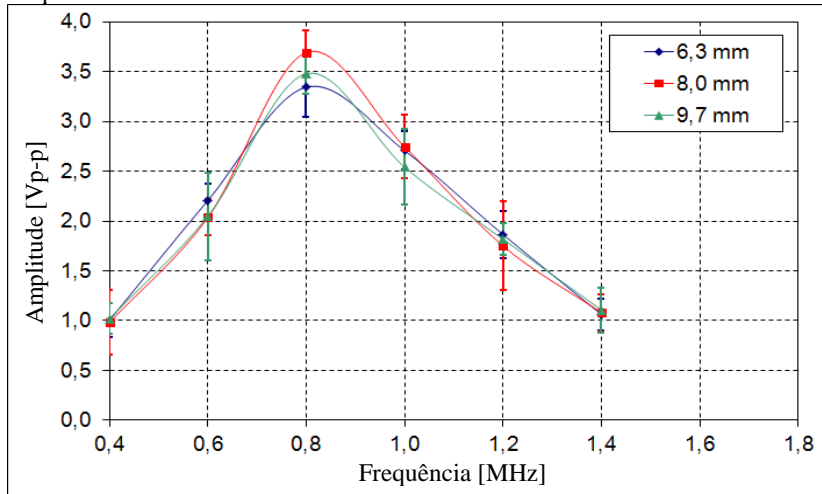
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Pela Figura 6.7, pode-se observar que o sinal recebido é maior em paredes com menor espessura. Em relação à frequência de operação, nota-se que a amplitude do sinal cai pela metade ao se afastar entre (400 e 600) kHz da frequência central.

6.6.2 Frequência e espessura na configuração EMAT-EMAT

A Figura 6.8 apresenta a resposta, no domínio da frequência, da configuração EMAT-EMAT na faixa de 400 kHz até 1,4 MHz. Para comparação com as demais configurações, optou-se por manter a escala do eixo das abscissas entre 400 kHz e 1,8 MHz. Para a construção do gráfico da Figura 6.8, foram utilizados os EMATs com bobina espiral circular.

Figura 6.8 – Resposta da configuração EMAT-EMAT no domínio da frequência.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Na configuração EMAT-EMAT, devido à implementação de filtros no pré-amplificador, nota-se um estreitamento na largura de banda do sinal recebido, sendo observado um decaimento de 50 % com um afastamento entre (200 e 450) kHz da frequência ótima.

Observa-se pela Figura 6.8 um afastamento de (150 a 200) kHz da frequência ótima em relação à frequência para a qual os EMATs foram projetados. Como já comentado, esse afastamento é devido a

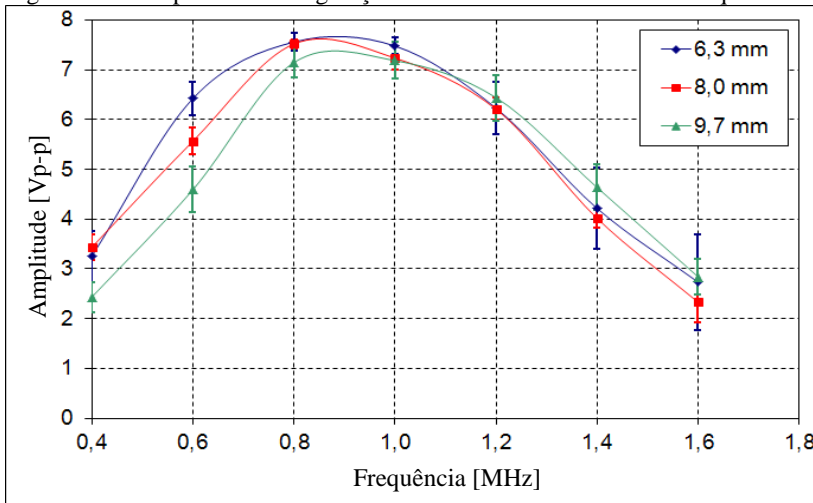
tolerâncias de componentes do pré-amplificador e a imperfeições nos ajustes de impedância das bobinas.

Nesses ensaios, não foi possível observar diferença significativa de amplitude em função da espessura da parede metálica.

6.6.3 Frequência e espessura na configuração PZT-EMAT

A resposta, no domínio da frequência, da configuração PZT-EMAT é apresentada na Figura 6.9. A leitura de sinal pôde ser realizada entre 400 kHz e 1,6 MHz, sendo mantido o limite máximo de 1,8 MHz no eixo das abscissas para comparação com as demais configurações.

Figura 6.9 – Resposta da configuração PZT-EMAT no domínio da frequência.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Também na configuração PZT-EMAT, nota-se um afastamento da frequência central em relação ao projeto original de 1 MHz, encontrando-se entre (800 e 900) kHz.

Opondo-se à configuração EMAT-EMAT, a configuração mista PZT-EMAT apresenta maior largura de banda. Para frequências mais baixas, a amplitude do sinal cai pela metade em torno de 400 kHz abaixo da frequência central e em torno de 600 kHz acima dessa frequência.

6.7 Influência do alinhamento entre transdutores Tx e Rx

Questão fundamental para a comunicação por ultrassom é o alinhamento entre emissor e receptor. O conhecimento da influência do alinhamento na qualidade do sinal recebido é de especial interesse na comunicação com movimento relativo entre transdutores. No caso de comunicação com o PIG, a influência do alinhamento longitudinal determinará, juntamente com a velocidade de deslocamento, a janela de tempo disponível para a comunicação. Por outro lado, a influência do alinhamento transversal apresentará as necessidades construtivas do sistema para que a comunicação possa ser realizada.

Nesse sentido, a influência do alinhamento entre emissor e receptor na leitura de sinal foi estudada nas configurações EMAT-EMAT (com bobina espiral circular e espiral alongada), PZT-EMAT e EMAT-PZT (com bobina espiral circular no EMAT).

Para esse estudo, foi utilizada a parede metálica com espessura de 15,9 mm. Para avaliação da influência da espessura nas características de alinhamento, também foi utilizada a parede metálica com espessura de 8,0 mm na configuração EMAT-EMAT com bobina em espiral circular.

Nas configurações EMAT-EMAT, tanto com bobina em espiral circular quanto com bobina em espiral alongada, foi utilizada a mesma potência de transmissão (26,5 W) para efeito de comparação. Na configuração PZT-EMAT, devido à alta eficiência do transdutor piezoelétrico, uma potência cem vezes menor (265 mW) foi utilizada na transmissão para que não ocorresse a saturação do sinal recebido. Pelo mesmo motivo, foi utilizada uma potência de transmissão intermediária de 2,65 W na configuração EMAT-PZT.

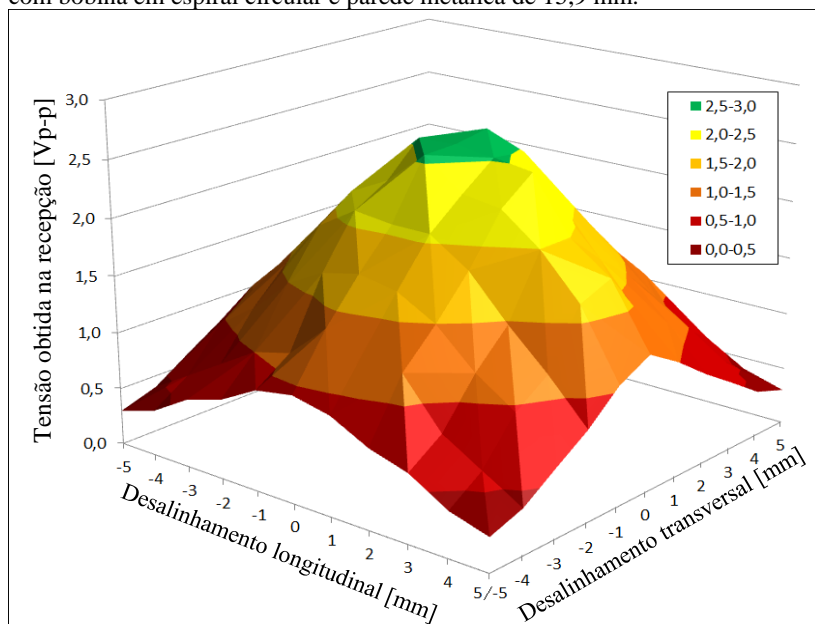
Como o intuito é a captação do sinal e não a transferência de energia, os níveis de tensão lidos na recepção foram utilizados para as análises de alinhamento e comparação entre as diferentes configurações.

Em todas as análises, variou-se a posição do receptor tanto longitudinalmente quanto transversalmente, utilizando-se incrementos de 1 mm.

6.7.1 Alinhamento na configuração EMAT-EMAT - circular

Os resultados de alinhamento obtidos na configuração EMAT-EMAT com bobina em espiral circular, utilizando parede metálica de 15,9 mm, podem ser observados na Figura 6.10.

Figura 6.10 – Característica de alinhamento da configuração EMAT-EMAT com bobina em espiral circular e parede metálica de 15,9 mm.



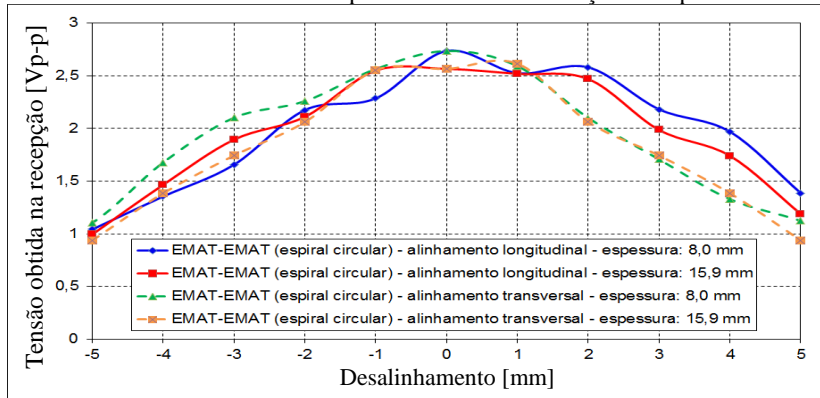
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Nessa configuração, pode-se perceber uma simetria dos resultados em relação ao ponto central. Resultado semelhante foi obtido com a utilização da parede metálica com espessura de 8,0 mm. A Figura 6.11 faz uma comparação entre os resultados obtidos com as duas espessuras de parede.

Na Figura 6.11, além da simetria entre os eixos longitudinal e transversal, pode-se perceber que a espessura da parede metálica não teve grande influência nas características de alinhamento da configuração estudada. Entende-se aqui, que o ângulo de abertura de feixe é pequeno o suficiente para que os resultados com espessuras de 8,0 mm e 15,9 mm não tenham apresentado diferenças significativas. Assim, as próprias dimensões dos transdutores foram as principais determinantes na característica de alinhamento.

A pequena variação de simetria entre os eixos longitudinal e transversal, observada com a utilização de ambas as espessuras, é proveniente de imperfeições na construção das bobinas dos EMATs.

Figura 6.11 – Comparação entre resultados de alinhamento da configuração EMAT-EMAT com bobina em espiral circular com variação de espessura.

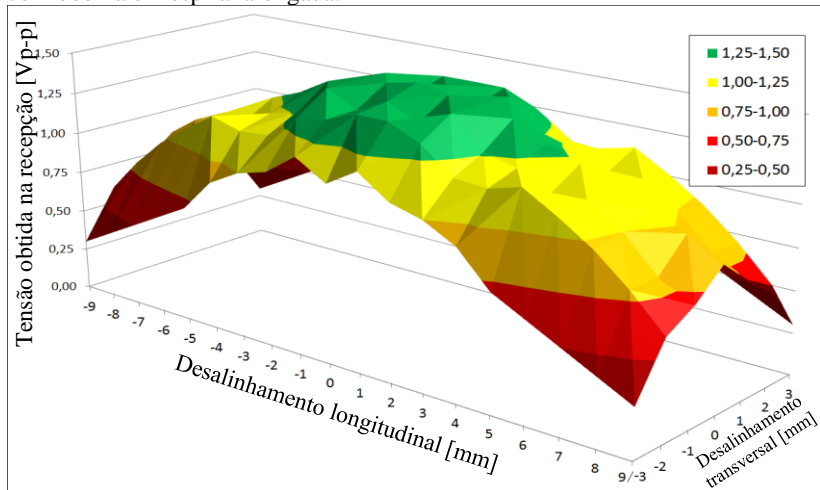


Fonte: Elaborado pelo Autor.

6.7.2 Alinhamento na configuração EMAT-EMAT - alongada

A Figura 6.12 apresenta os resultados de alinhamento observados na configuração EMAT-EMAT com bobina em espiral alongada.

Figura 6.12 – Característica de alinhamento da configuração EMAT-EMAT com bobina em espiral alongada.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

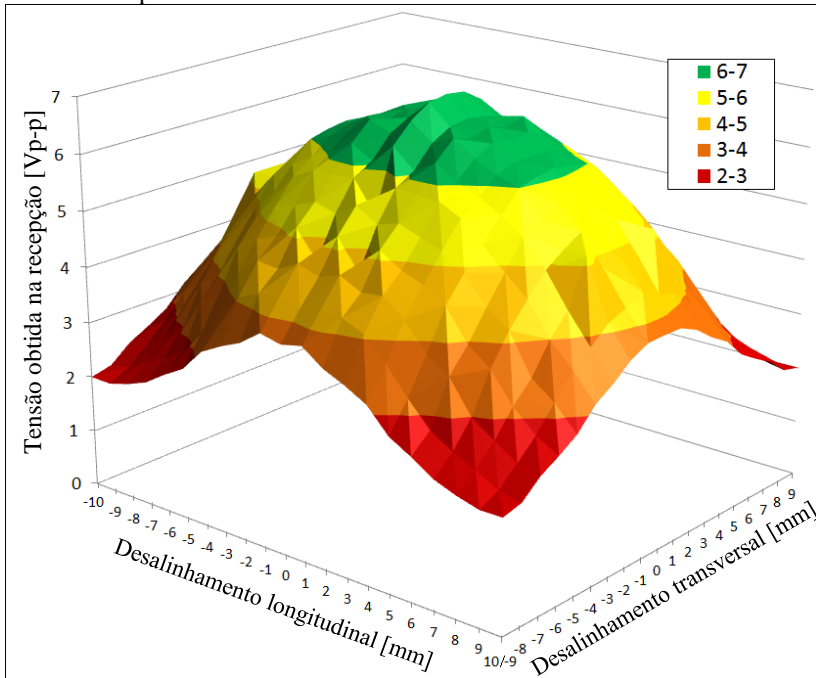
Pode-se perceber que existe uma diferença significativa nos alinhamentos transversal e longitudinal, sendo essa configuração menos sensível ao desalinhamento na direção longitudinal.

6.7.3 Alinhamento na configuração PZT-EMAT

Os resultados de alinhamento utilizando-se a configuração PZT-EMAT (com bobina em espiral circular no EMAT) podem ser observados na Figura 6.13.

Da mesma forma que na configuração EMAT-EMAT circular, percebe-se uma boa simetria entre os eixos longitudinal e transversal na configuração PZT-EMAT utilizada. Por outro lado, é possível observar, nessa configuração, uma menor sensibilidade ao desalinhamento.

Figura 6.13 – Característica de alinhamento da configuração PZT-EMAT com bobina em espiral circular.



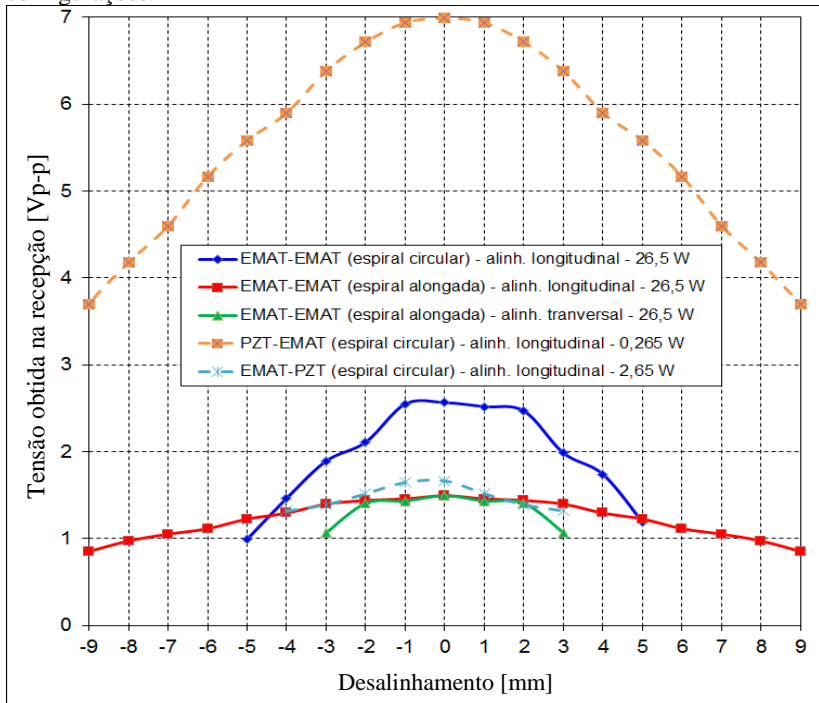
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Resultados semelhantes foram observados com a configuração EMAT-PZT.

6.7.4 Comparação das configurações propostas

A Figura 6.14 apresenta a comparação entre as diversas configurações propostas, no que diz respeito à influência do alinhamento entre os transdutores Tx e Rx.

Figura 6.14 – Comparação das características de alinhamento nas diversas configurações.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

A configuração EMAT-EMAT com bobina em espiral alongada apresenta uma menor sensibilidade ao desalinhamento longitudinal quando comparada à configuração com bobina em espiral circular. No entanto, no desalinhamento correspondente a 50% do sinal de pico da configuração circular, essa configuração ainda apresenta valores

superiores à configuração alongada, sendo a configuração alongada construída vantajosa apenas para desalinhamentos superiores a 5 mm. Por esse motivo, a bobina circular foi utilizada na maior parte dos ensaios apresentados neste trabalho.

A configuração PZT-EMAT, embora tenha utilizado potência inferior na transmissão, obteve resultados muito superiores às demais configurações. A Figura 6.14 comprova que, mesmo para um desalinhamento de 9 mm e utilizando menor potência, os resultados obtidos nessa configuração são melhores do que os resultados obtidos nas demais configurações sem desalinhamento.

O objetivo do estudo da influência do alinhamento é a avaliação das diversas configurações em termos de tempo disponível para transferência de dados em uma comunicação dinâmica. A configuração PZT-PZT, embora deva apresentar melhores resultados no quesito alinhamento, não foi estudada por não permitir o movimento relativo entre os transdutores.

6.8 Influência do *liftoff*

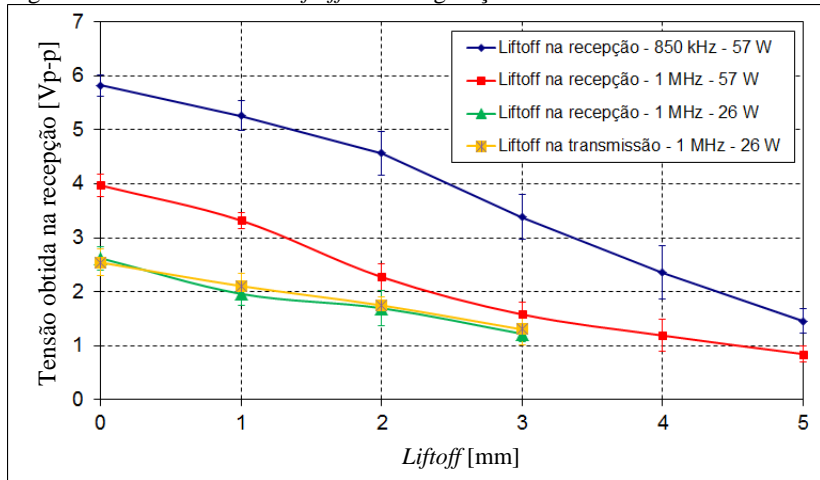
O principal objetivo da utilização do EMAT em substituição ao PZT é a sua possibilidade de utilização sem contato direto com a parede metálica, possibilitando a comunicação dinâmica por ultrassom. Assim, o conhecimento da influência do *liftoff* (espaçamento entre EMAT e parede metálica) no sinal obtido na recepção é fundamental para projetos de sistemas de comunicação dinâmica.

Para os ensaios aqui descritos, foi utilizada a parede metálica de 8,0 mm de espessura, garantindo-se o alinhamento entre os transdutores Tx e Rx.

6.8.1 *Liftoff* na configuração EMAT-EMAT

A configuração EMAT-EMAT, logicamente, permite *liftoff* tanto na transmissão quanto na recepção.

Primeiramente, verificou-se a influência do *liftoff*, na transmissão e na recepção, aplicando-se a potência de 26 W e frequência de 1 MHz na portadora. Posteriormente, avaliou-se a influência do *liftoff* na recepção aplicando-se a potência de 57 W (limitada pela fonte de alimentação) com frequências de 1 MHz e 800 kHz. Os resultados obtidos podem ser observados na Figura 6.15.

Figura 6.15 – Influência do *liftoff* na configuração EMAT-EMAT.

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Pode-se concluir pela Figura 6.15 que a tensão obtida na recepção independe se o *liftoff* é aplicado na transmissão ou na recepção. Além disso, é possível perceber o ganho na recepção do sinal quando uma potência maior é aplicada e quando se utiliza uma frequência mais próxima em relação à frequência de ressonância do sistema (conforme resultados apresentados no item 6.6.2).

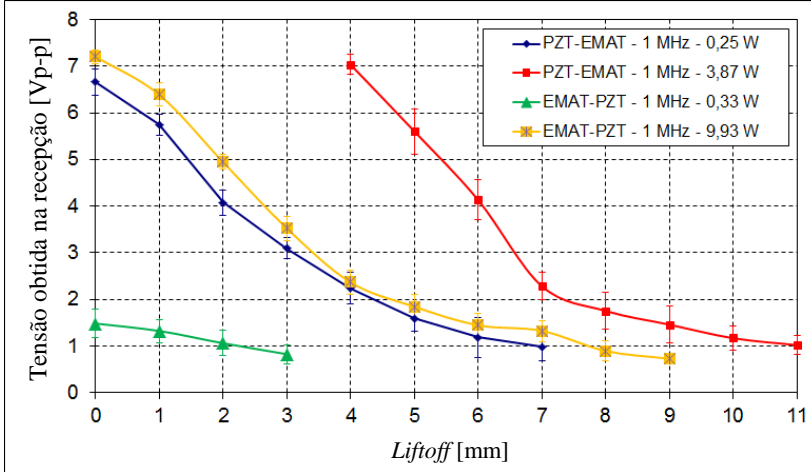
Com a aplicação de uma potência de 26 W na transmissão, obteve-se um *liftoff* máximo de 3 mm, enquanto que a aplicação de 57 W permitiu um *liftoff* de 5 mm, para a configuração EMAT-EMAT.

6.8.2 *Liftoff nas configurações PZT-EMAT e EMAT-PZT*

Evidentemente, a configuração PZT-EMAT permite *liftoff* apenas na recepção, enquanto que a configuração EMAT-PZT admite, exclusivamente, *liftoff* na transmissão.

Dois ensaios foram realizados com a configuração PZT-EMAT, primeiramente com a potência de 0,25 W e posteriormente com a potência de 3,87 W. Da mesma forma, dois ensaios foram realizados com a configuração EMAT-PZT, primeiramente com a potência de 0,33 W e posteriormente com a potência de 9,93 W. Os resultados obtidos podem ser observados na Figura 6.16.

Figura 6.16 – Influência do *liftoff* nas configurações PZT-EMAT e EMAT-PZT.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Através da Figura 6.16 é possível perceber o ganho em termos de *liftoff* quando se aumenta a potência de transmissão. Além disso, fica evidente o melhor desempenho, em termos de eficiência, da configuração PZT-EMAT em relação à configuração EMAT-PZT.

Na configuração PZT-EMAT com potência de 3,87 W atingiu-se um *liftoff* máximo de 11 mm. Os valores com *liftoff* abaixo de 4 mm não foram mensurados para esse ensaio por terem saturado o sinal na recepção.

6.9 Estudo de eficiência das configurações propostas

Através dos estudos realizados nos itens 6.7 e 6.8, já é possível realizar uma comparação, em termos de eficiência, entre as configurações propostas. Porém, novos ensaios foram realizados para compará-las de forma quantitativa.

Assim, para todas as configurações, variou-se a potência de transmissão até a obtenção de uma mesma tensão na recepção. A tensão de recepção arbitrada foi de 1,5 V, escolhida por ser a tensão máxima obtida na configuração EMAT-EMAT com bobina em espiral alongada, que é, nitidamente, a configuração menos eficiente.

As potências de transmissão necessárias para a obtenção da tensão de 1,5 V na recepção, para cada configuração, podem ser observadas na Tabela 6.4, onde também são apresentadas as impedâncias dos transdutores de transmissão.

Tabela 6.4 – Potência necessária para obtenção de 1,5 V na recepção.

Configuração	Tensão aplicada na transmissão [V _{p-p}]	Impedância do T _x [Ω]	Potência [W _{rms}]
EMAT-EMAT (espiral alongada)	50,00	11,8	26
EMAT-EMAT (espiral circular)	16,80	5,5	6,4
EMAT-PZT (espiral circular)	3,19	5,5	0,23
PZT-EMAT (espiral circular)	3,26	97,8	14×10^{-3}
PZT-PZT	0,13	97,8	22×10^{-6}

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Pode-se perceber que a configuração EMAT-EMAT com bobina em espiral circular é, aproximadamente, quatro vezes mais eficiente do que a configuração EMAT-EMAT com bobina em espiral alongada. A configuração PZT-PZT apresenta a melhor eficiência, porém não permite o movimento relativo entre transmissão e recepção. Assim, a configuração PZT-EMAT é considerada a mais adequada para a comunicação dinâmica em termos de eficiência. A configuração EMAT-PZT também é viável, porém, é, aproximadamente, dezesseis vezes menos eficiente do que a configuração PZT-EMAT.

6.10 Aspectos das configurações PZT-EMAT e EMAT-PZT

A configuração PZT-EMAT (assim como a configuração EMAT-PZT), proposta por este trabalho, apresentou o melhor desempenho dentre as configurações que permitem o movimento relativo entre transmissão e recepção. Essa configuração permite maiores valores de *liftoff* e de desalinhamento, além de exigir menor potência na transmissão.

Embora bons resultados tenham sido obtidos, deve-se ressaltar que o PZT utilizado trabalha com ondas longitudinais, enquanto que os EMATs desenvolvidos trabalham com ondas transversais. O emprego de transdutores que compartilhem a mesmo modo de onda (utilizando um PZT de onda transversal, por exemplo) pode levar a resultados ainda melhores.

Observando os intervalos de tempo entre ecos, concluiu-se que as configurações PZT-EMAT e EMAT-PZT empregadas nesta pesquisa trabalham, predominantemente, com ondas transversais. Isso significa que, embora o PZT utilizado tenha sido desenvolvido para ondas longitudinais, ele é capaz de gerar (e captar) uma parcela de ondas transversais.

6.11 Comunicação

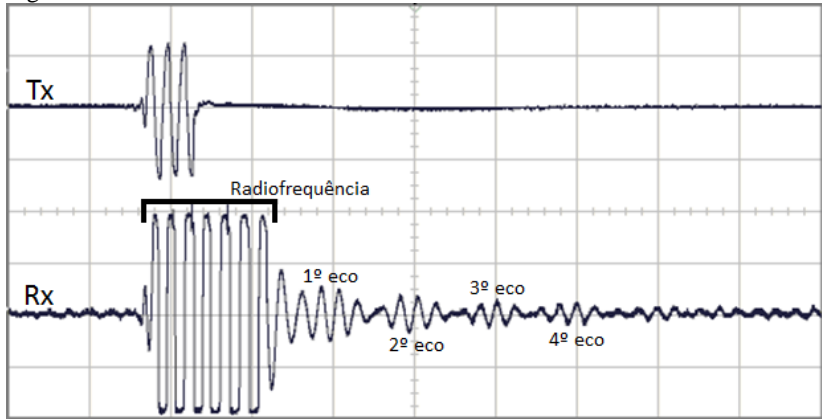
Realizados os estudos a respeito das características das configurações propostas para comunicação por ultrassom, iniciou-se a avaliação da comunicação de dados.

Primeiramente, alguns aspectos relacionados a interferências, essenciais para a realização dos ensaios de comunicação, são discutidos. O estudo tem prosseguimento com a avaliação das taxas de transferência obtidas com a comunicação estática, utilizando as diferentes configurações. Por fim, um breve estudo de caso é realizado com comunicação dinâmica no tubo API-5L (descrito no item 5.1.6).

6.11.1 Interferências

São três as fontes principais de interferência que prejudicam os testes de comunicação por ultrassom: ondas eletromagnéticas provenientes da transmissão, “loop de terra” e interferências intersimbólicas (IIS). As duas primeiras (chamadas aqui de “radiofrequência” para simplificação) aparecem na recepção quase que simultaneamente ao sinal de transmissão, conforme pode ser observado na Figura 6.17, e, portanto, não podem ser provenientes de ultrassom. Por outro lado, as IIS são provocadas pelos ecos acústicos, cujo tempo de recepção depende do tipo de onda e da espessura da parede, sem mencionar os ecos provenientes dos multicaminhos.

Figura 6.17 – Sinal obtido com interferências.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

6.11.1.1 Ondas Eletromagnéticas Provenientes da Transmissão

Esse tipo de interferência ocorre quando se utiliza os EMATs. As bobinas desses transdutores funcionam como antenas permitindo que o sinal utilizado na transmissão chegue à recepção por indução eletromagnética. Isso ocorre quando se utiliza chapas metálicas em vez de um enclausuramento metálico perfeito entre Tx e Rx.

Tal fenômeno não prejudica a comunicação, pelo contrário, permite que os dados sejam transferidos com distâncias entre Tx e Rx muito maiores em relação à transmissão por ultrassom. Porém, em um caso real de comunicação através de paredes metálicas de dutos, as interferências eletromagnéticas em altas frequências não ocorreriam devido ao efeito pelicular. Assim, tais interferências foram evitadas a fim de avaliar de forma correta as potencialidades da comunicação por ultrassom.

A solução encontrada para minimizar essas interferências foi o aterramento da parede metálica.

6.11.1.2 “Loop de terra”

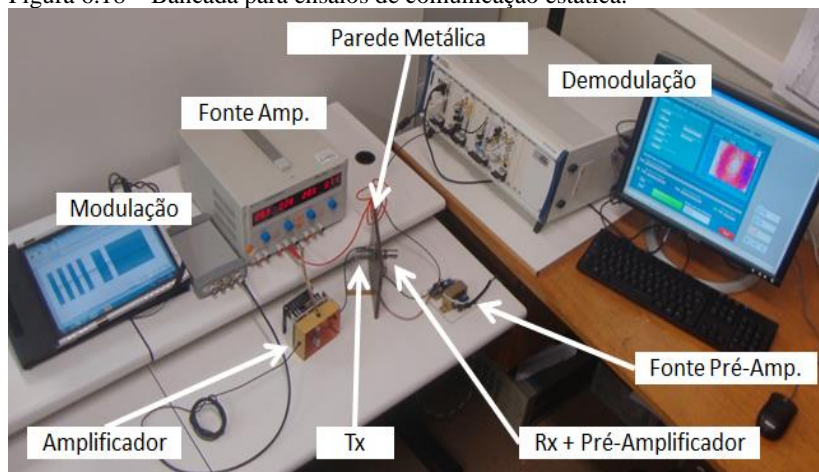
As interferências por “loop de terra”, como o próprio nome sugere, são ocasionadas por sinais provenientes dos aterramentos compartilhados entre os equipamentos do sistema de comunicação.

Da mesma forma que as ondas eletromagnéticas, tal fenômeno não prejudica a comunicação, porém mascara as reais características da comunicação por ultrassom. O “loop de terra” também é um fenômeno provocado pelas limitações do sistema montado em laboratório, não existindo na aplicação do sistema de comunicação em campo, onde existe um completo isolamento entre Tx e Rx.

Na proposta inicial deste trabalho, a geração do sinal modulado e a demodulação do sinal proveniente do transdutor Rx eram realizadas por módulos distintos, porém acoplados na mesma plataforma PXI. Assim, tanto a emissão quanto a recepção possuíam a mesma referência. Quando a referência da plataforma PXI foi conectada à referência do circuito pré-amplificador desenvolvido, surgiram interferências (“loop de terra”) que impossibilitaram a demodulação do sinal.

Para eliminar as interferências por “loop de terra”, utilizou-se um gerador de funções (Agilent U2761A), com possibilidade de geração de onda arbitrária, para geração do sinal modulado. Dessa forma, a transmissão foi desacoplada da plataforma PXI, ficando separada física e eletricamente da recepção. Além disso, o aterramento de todos os equipamentos foi retirado, mantendo-se aterrada apenas a parede metálica. A nova configuração da bancada, destinada aos testes de comunicação estática, pode ser visualizada na Figura 6.18.

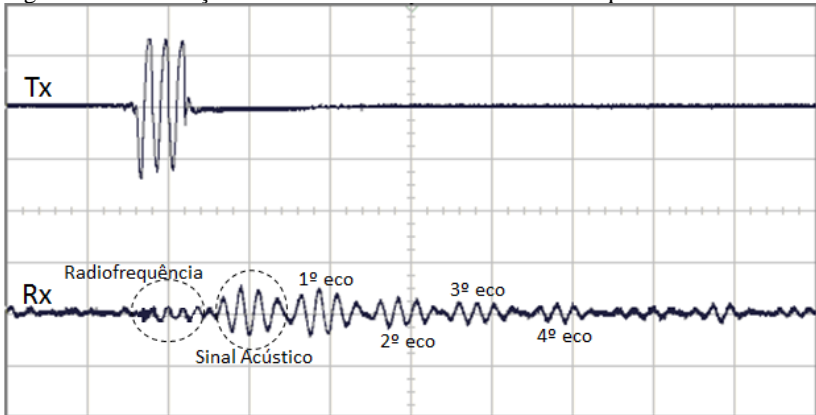
Figura 6.18 – Bancada para ensaios de comunicação estática.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Os procedimentos descritos neste item e no anterior foram utilizados para obtenção da Figura 6.19, onde ainda é possível perceber a interferência por radiofrequência, porém com amplitude abaixo do sinal acústico. Sem a adoção desses procedimentos, dependendo da espessura da parede, o sinal acústico pode ficar camuflado pelas interferências de radiofrequência, conforme ilustrado na Figura 6.17.

Figura 6.19 – Redução do sinal de interferência de radiofrequência.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

6.11.1.3 Interferências Intersimbólicas

As interferências intersimbólicas, como mencionado no item 2.2.3, são interferências provenientes dos ecos de um símbolo que interferem construtiva ou destrutivamente nos símbolos subsequentes.

Por se tratar de interferência acústica, diferentemente das interferências já mencionadas, tal fenômeno também ocorre na aplicação prática de comunicação através de paredes metálicas. Porém, esse tipo de interferência é mais crítico na comunicação quando são utilizadas chapas metálicas com tamanho limitado (que favorece os ecos provenientes de multicaminhos) e com superfícies lisas (que mantêm alta a amplitude da onda refletida).

Para minimizar as IIS, aumentou-se o tempo entre um símbolo e outro, adicionando, portanto, o número de ciclos por símbolo. Dessa forma, os ecos provenientes de um símbolo chegam com menor intensidade no espaço de tempo destinado ao símbolo seguinte. No

entanto, tal procedimento diminui a taxa teórica máxima de transferência de dados.

Tanto as interferências oriundas de ondas eletromagnéticas quanto as interferências por “loop de terra”, também descritas em publicações deste grupo de pesquisa [104][105], foram atenuadas para a realização de todos os ensaios descritos neste documento. Por outro lado, a atenuação das interferências intersimbólicas foi necessária apenas para os ensaios de comunicação (estática e dinâmica).

6.11.2 Avaliação da Taxa de Transferência na Comunicação Estática

Para avaliar a taxa de transferência do sistema desenvolvido, uma mensagem modulada em ASK, contendo preâmbulo, dados da medição e CRC, foi enviada continuamente pelo gerador de funções. Os dados recebidos foram comparados com os dados corretos, utilizando-se três configurações para o ensaio: PZT-PZT, EMAT-EMAT e PZT-EMAT.

Utilizou-se, como canal de comunicação, a chapa de aço de 8,0 mm de espessura e, posteriormente, a parede do tubo (espessura de 8,5 mm).

Para obtenção de um melhor desempenho na comunicação, utilizou-se, em conjunto, o pré-amplificador desenvolvido e o pré-amplificador PXI-5690. Tal procedimento permitiu melhor desempenho na filtragem, na amplificação do sinal recebido e, conseqüentemente, na demodulação do sinal.

Além disso, variou-se o número de ciclos por símbolo para avaliar os efeitos das IIS na taxa de transferência de dados. Os resultados obtidos mais relevantes podem ser observados na Tabela 6.5.

O número de símbolos foi variado em incrementos de 3. Valores intermediários não foram testados, podendo resultar melhor desempenho na transferência de dados.

No software de demodulação, o valor atribuído à frequência da portadora foi alterado de forma a otimizar a comunicação. As diferenças observadas são referentes a variações do gerador de função.

Tabela 6.5 – Desempenho da comunicação nas configurações propostas com variação do número de ciclos por símbolo.

Configuração	Ciclos por Símbolo	Frequência da portadora [MHz]	Mensagens recebidas corretamente [%]	Mensagens com erros...		Taxa de transferência [kb/s]
				...detectados pelo CRC [%]	...não detectados pelo CRC [%]	
PZT-PZT (na chapa)	3	1,00	100,00	0,00	0,00	333,33
EMAT-EMAT (na chapa)	12	1,09	89,30	10,70	0,00	81,11
	15	1,07	95,07	3,83	1,11	67,81
	18	1,06	93,06	6,94	0,00	54,80
	21	1,06	100,00	0,00	0,00	50,48
PZT-EMAT (na chapa)	9	1,07	24,08	75,92	0,00	28,62
	12	1,10	100,00	0,00	0,00	91,67
	15	1,06	99,80	0,20	0,00	70,52
	21	1,08	98,99	1,01	0,00	50,91
EMAT-EMAT (no tubo)	9	1,07	93,01	6,99	0,00	110,58
	12	1,09	95,50	4,50	0,00	86,75
PZT-EMAT (no tubo)	9	1,02	76,95	23,05	0,00	87,21
	12	1,10	99,40	0,60	0,00	91,12

Fonte: Elaborado pelo Autor.

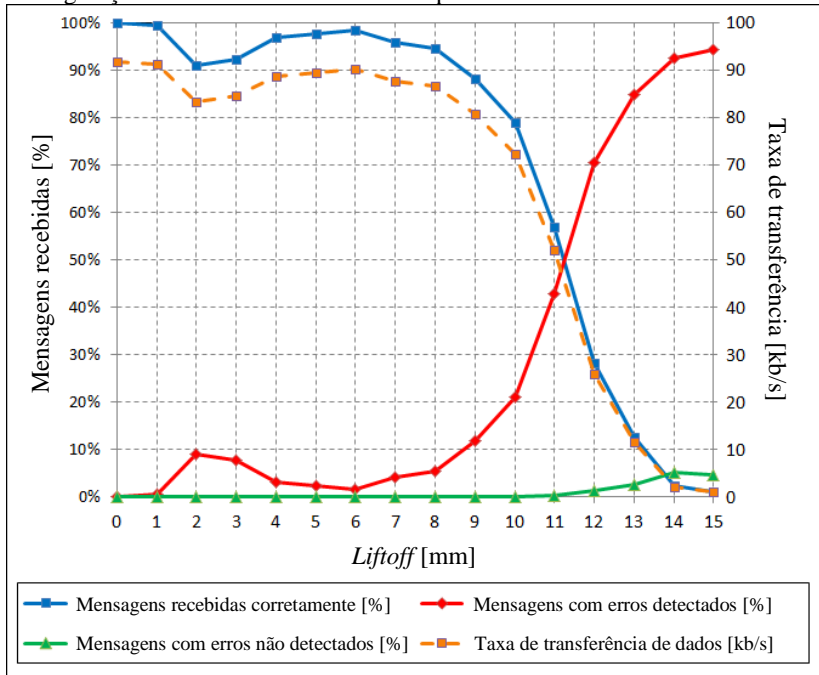
A comunicação utilizando 9 ciclos por símbolo na configuração EMAT-EMAT foi possível apenas quando utilizou-se as paredes do tubo como canal de comunicação. Da mesma forma, com 9 ciclos por símbolo, observa-se uma melhora na taxa de transferência da configuração PZT-EMAT (de 28,62 kb/s para 87,21 kb/s) quando utiliza-se o tubo ao invés da chapa metálica. Isso ocorre porque, nas paredes do tubo, os ecos provenientes de multicaminhos possuem amplitude reduzida, já que não existem as paredes laterais como na chapa metálica. Além disso, a superfície do tubo possui maior rugosidade do que a chapa metálica, reduzindo a amplitude da onda refletida. Ao mesmo tempo, há uma redução da diferença de impedâncias acústicas na interface do tubo, provocada pela presença de revestimentos.

Para avaliação da influência do *lift-off* na taxa de transferência de dados, foi utilizada a configuração PZT-EMAT com 12 ciclos por símbolo, por apresentar a melhor taxa de transferência nos testes realizados na chapa metálica, dentre as configurações que permitem *lift-off*. Os resultados obtidos podem ser observados na Figura 6.20, que apresenta as porcentagens de mensagens recebidas corretamente, de mensagens contendo erros detectados pelo CRC e de mensagens contendo erros não detectados pelo CRC, além da respectiva taxa de transferência obtida para cada valor de *lift-off*.

Pode-se perceber que, para valores de *lift-off* superiores a 11 mm, o número de mensagens com erros foi superior ao número de mensagens recebidas corretamente.

É importante salientar que os valores superiores de *lift-off* atingidos (quando comparados ao estudo realizado no item 6.8.2) ocorrem devido à concatenação dos pré-amplificadores.

Figura 6.20 – Influência do *liftoff* na taxa de transferência de dados. Configuração: PZT-EMAT com 12 ciclos por símbolo.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

6.11.3 Comunicação Dinâmica

Os ensaios anteriores comprovam a eficácia da comunicação através de paredes metálicas com utilização de ultrassom, inclusive na configuração PZT-EMAT proposta por este trabalho. No entanto, todos os ensaios foram realizados estaticamente.

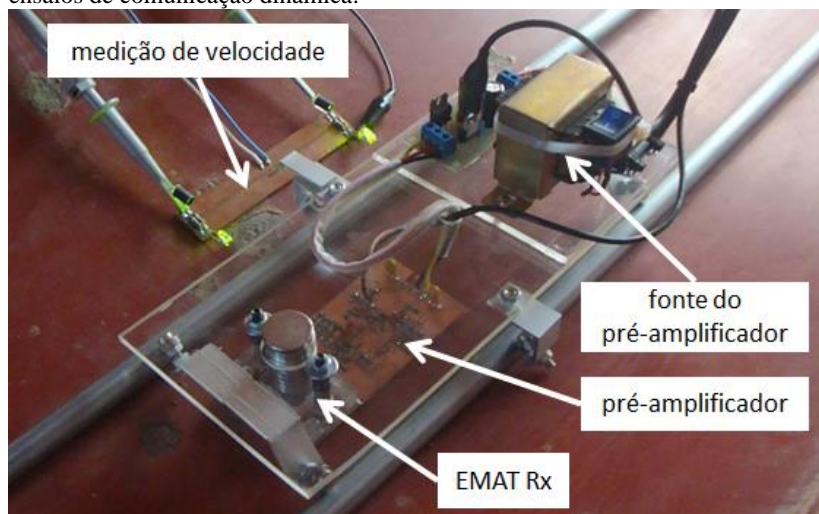
Para avaliação da comunicação dinâmica (com movimento relativo entre Tx e Rx), a recepção utilizando transdutor EMAT foi montada em um dispositivo que percorre o interior do tubo de aço API-5L (item 5.1.6). Trilhos foram instalados no interior do tubo para guiar o movimento. O *liftoff* da recepção foi mantido próximo a 1 mm.

Para impor velocidade ao dispositivo móvel, o tubo foi inclinado em diferentes ângulos. A medição da velocidade foi realizada utilizando-se dois fotodiodos iluminados por LEDs e separados por uma distância de 92,5 mm longitudinalmente ao tubo. O conjunto foi

posicionado na região onde ocorre a comunicação. Ao passar por cada fotodiodo, o dispositivo móvel bloqueia a passagem de luz proveniente do LED e o tempo transcorrido no percurso pode ser medido através de um osciloscópio.

A Figura 6.21 apresenta detalhes do dispositivo móvel contendo o EMAT de recepção, pré-amplificador e sua fonte, além do conjunto para medição de velocidade, instalado no interior do tubo.

Figura 6.21 – Dispositivos instalados no interior do tubo para realização dos ensaios de comunicação dinâmica.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Para a comunicação dinâmica, foram utilizadas as configurações EMAT-EMAT e PZT-EMAT. Para cada configuração, foram realizados 10 ensaios para cada velocidade imposta ao dispositivo móvel. O objetivo do ensaio foi detectar a quantidade de pacotes de 20 bits (preâmbulo + dados da medição + CRC) recebidos corretamente. Em todas as medições, a comunicação foi realizada de fora para dentro do tubo.

Na configuração EMAT-EMAT, a comunicação pôde ser realizada em um espaço de 10 mm longitudinalmente ao tubo. Teoricamente, significa uma capacidade de transmissão de 65 pacotes quando o dispositivo percorre o tubo a uma velocidade de 0,85 m/s, ou 5 pacotes a 10 m/s. Entretanto, na prática, o melhor resultado obtido nessa configuração foi a recepção de 12 pacotes na velocidade de

0,85 m/s. Nos ensaios realizados com velocidades superiores, não houve recepção de pacotes.

Para a configuração PZT-EMAT, a distância longitudinal na qual houve comunicação foi de 47 mm. Essa distância resulta em uma capacidade teórica de transmissão de 107 pacotes de dados a uma velocidade de 2 m/s, ou 21 pacotes a 10 m/s. Nos ensaios realizados, o melhor resultado obtido foi a recepção de 5 pacotes a 2,00 m/s.

A grande diferença do valor teórico para o valor observado nos ensaios ocorre, principalmente, devido a limitações na aquisição dos dados, onde apenas uma parcela dos dados enviados pôde ser adquirida (aquisição por amostragem). Outro fator que influencia nessa diferença é o fato de que não foi considerada, no cálculo teórico, a perda na taxa de transmissão de dados devido ao desalinhamento entre os transdutores, tendo sido utilizada a taxa máxima de transmissão. Além disso, não se pode desconsiderar o Efeito Doppler antes de um estudo para avaliação de sua influência na comunicação dinâmica.

Velocidades superiores a 2 m/s não foram testadas devido a limitações da bancada desenvolvida para os ensaios dinâmicos.

6.12 Conclusões do capítulo

Diversas características dos transdutores acústicos e das configurações de comunicação propostas foram levantadas, dentre elas pode-se mencionar a velocidade de propagação das ondas, a influência do alinhamento entre transdutores, do *liftoff*, da quantidade de ímãs e da frequência de operação. As características levantadas, juntamente com a análise de eficiência, foram fundamentais para o entendimento do processo de geração e captação das ondas acústicas e para a escolha da configuração mais adequada para a comunicação dinâmica.

Os resultados obtidos nos ensaios de comunicação dinâmica, ainda que em nível laboratorial, demonstraram a viabilidade da proposta. A proposta de configuração PZT-EMAT se mostrou a mais promissora. Nessa configuração, a comunicação dinâmica pôde ser realizada até a velocidade de 2,00 m/s, enviando redundantemente 5 pacotes contendo o valor de medição em uma única passagem do dispositivo móvel.

Cálculos teóricos indicam uma capacidade superior de transmissão de dados. Porém, melhorias no sistema de aquisição devem ser realizadas para obtenção de resultados mais próximos dessa capacidade.

7 CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

O presente trabalho propôs soluções para comunicação sem fio através de paredes metálicas de forma dinâmica. Para isso, foram estudadas as tecnologias de geração de radiofrequência e ultrassom, sendo discutidas suas vantagens e limitações na comunicação proposta. Além disso, foi realizada uma revisão teórica sobre diversos tipos de modulação que podem ser empregados na comunicação.

A radiofrequência, embora seja o método mais utilizado para transferência de dados sem fio, encontra sérias dificuldades quando o meio de propagação é uma superfície metálica. O efeito pelicular atenua as ondas eletromagnéticas inviabilizando a comunicação através de paredes metálicas com a utilização de frequências elevadas. Quanto maior a espessura e a frequência utilizadas, maior é a atenuação das ondas que se propagam no material metálico. O estudo do efeito pelicular em uma amostra de aço API-5L foi realizado, demonstrando que menos de 1% de uma onda com frequência de 100 Hz consegue atravessar uma espessura de 5 mm.

Alternativamente, foi demonstrado que é possível aproveitar o campo próximo para realizar a comunicação com frequências um pouco mais elevadas, próximas a 3 kHz. No entanto, a utilização de tais frequências ainda implica uma baixa taxa de transferência de dados (aproximadamente 1 kb/s para modulação OOK e 3 ciclos por símbolo).

Para atingir melhores taxas de transferência de dados, algumas configurações voltadas à comunicação por ultrassom foram sugeridas, utilizando transdutores piezoelétricos (PZT) e transdutores acústicos eletromagnéticos (EMAT). O ultrassom é imune ao efeito pelicular, permitindo maiores frequências da onda portadora e, consequentemente, maiores taxas de transferência de dados.

Uma bancada foi desenvolvida para realização dos ensaios com ultrassom. Softwares de modulação e demodulação foram implementados, assim como um método para detecção de erros da mensagem. Além disso, os transdutores EMAT foram projetados e construídos especificamente para a comunicação proposta, visto que transdutores dessa natureza, voltados à comunicação, não estão disponíveis no mercado. Do mesmo modo, o desenvolvimento de circuitos pré-amplificadores foi necessário para viabilizar a comunicação, devido à baixa eficiência dos transdutores EMAT.

Diversos ensaios foram realizados para caracterização dos transdutores acústicos e avaliação das configurações propostas.

Quanto ao tipo de bobina do EMAT, os ensaios demonstraram que a utilização de bobina em espiral alongada permite uma menor sensibilidade ao desalinhamento longitudinal entre emissão e recepção. No entanto, a configuração utilizando bobina em espiral circular apresentou melhor eficiência de transdução, sendo utilizada nos demais ensaios.

As configurações propostas por este trabalho, PZT-EMAT e EMAT-PZT, apresentaram melhor eficiência e melhores características quanto ao desalinhamento e *lift-off*, entre as configurações que permitem o movimento relativo dos transdutores. A configuração PZT-EMAT é a mais eficiente e mais recomendada para os casos em que a recepção está em movimento, enquanto que a configuração EMAT-PZT é sugerida para os casos em que a transmissão está em movimento.

Embora tenham apresentado os melhores resultados, as configurações que utilizam, de forma mista, PZT e EMAT podem apresentar resultados ainda melhores, visto que o transdutor PZT utilizado foi fabricado para trabalhar com ondas longitudinais, enquanto que os EMATs desenvolvidos trabalham com ondas transversais.

A comunicação dinâmica proposta por este trabalho foi validada em ensaios em laboratório. Com a configuração PZT-EMAT, o sistema foi capaz de realizar a comunicação através das paredes de um tubo de aço, com a recepção se movimentando a 2,00 m/s. Nessa velocidade, o sistema pôde enviar, de forma redundante, 5 pacotes contendo preâmbulo, valor de medição e código de verificação de erros, totalizando 20 bits por pacote. No entanto, os ensaios de comunicação dinâmica foram prejudicados por limitações na aquisição de dados. Acredita-se que a configuração PZT-EMAT desenvolvida seja capaz de realizar a comunicação a velocidades muito maiores (por exemplo, a 10 m/s com a aquisição redundante de 21 pacotes).

Por outro lado, deve-se ressaltar que as configurações mistas que utilizam PZT e EMAT necessitam de acoplante no transdutor piezoelétrico. Como discutido neste trabalho, o acoplante está sujeito à degradação. Assim, para os casos onde não se possa garantir um acoplamento duradouro, tampouco manutenção frequente, sugere-se a configuração EMAT-EMAT.

Na configuração EMAT-EMAT, o sistema de comunicação dinâmica pôde transferir até 12 pacotes a uma velocidade de 0,85 m/s. Novamente, devido às limitações da aquisição de dados da bancada desenvolvida, grande parte da informação transmitida não pôde ser

captada pelo demodulador. Assim, acredita-se que essa configuração possa realizar a comunicação a maiores velocidades (por exemplo, a 10 m/s com aquisição redundante de 5 pacotes).

Por fim, conclui-se que os resultados obtidos por esta pesquisa comprovam a viabilidade de comunicação dinâmica através de paredes metálicas, embora muitos aspectos ainda devam ser analisados. Assim, como trabalhos futuros, sugere-se:

- Realização de ensaios com radiofrequência utilizando o campo próximo, para validação dos resultados obtidos com a análise por elementos finitos;
- Utilização de ímãs de melhor qualidade (maior remanência) nos EMATs, para aumentar a eficiência de transdução tanto na transmissão quanto na recepção. Ou ainda, utilização de eletroímãs (embora tais dispositivos impliquem maior consumo de energia);
- Utilização de transdutores, na configuração mista (PZT e EMAT), que compartilhem o mesmo tipo de onda, para um melhor aproveitamento das ondas acústicas geradas;
- Realização de ensaios utilizando outras formas de modulação (descritas no item 2.4 e implementadas nos softwares de modulação e demodulação). A utilização da modulação 2-ASK permitiu taxas de até 110 kb/s nas configurações que permitem a comunicação dinâmica. Modulações que permitam a representação de um maior número de bits por símbolo podem aumentar as taxas de transmissão de dados;
- Melhorias na aquisição do sinal fornecido pelo pré-amplificador, para que a aquisição seja contínua e não se perca pacotes de dados durante a comunicação dinâmica;
- Avaliação do EMAT com bobina espiral alongada na comunicação dinâmica. Os ensaios realizados com essa configuração indicam uma intensidade de sinal recebido superior em relação à utilização de bobina espiral circular, quando o desalinhamento é superior a 5 mm. Em termos de comunicação dinâmica, isso significa uma janela de tempo superior para a transferência de dados;
- Utilização de maiores quantidades de transdutores (na emissão ou na recepção) “em linha” (longitudinalmente), para aumentar o tempo disponível para transmissão de dados ou para viabilizar o aumento da velocidade do dispositivo móvel sem perda na quantidade de pacotes transferidos;

- Construção de um “colar” de transdutores (de emissão ou de recepção), para suprir as necessidades de alinhamento transversal, garantindo a transmissão de dados em uma aplicação real;
- Miniaturização do sistema, permitindo a construção de um protótipo para aplicação em campo;
- Desenvolvimento de um sistema para atenuação dos ecos, para que o intervalo entre símbolos seja reduzido e, conseqüentemente, a taxa de transferência de dados seja majorada;
- Desenvolvimento de sistema para otimização do consumo de energia, sincronizando a transmissão do sinal com a passagem do dispositivo móvel. Além de utilização de baterias de longa duração ou formas de captação de energia;
- Estudo da influência do Efeito Doppler na comunicação dinâmica.

REFERÊNCIAS

- [1] BUENO, A. H. S.. **Avaliação integrada de mecanismos de falha por corrosão em dutos**. 2007. Tese (Doutorado em Ciências em Engenharia Metalúrgica e de Materiais) – Curso de Pós-Graduação em Engenharia, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2007.
- [2] NATURAL GAS SUPPLY ASSOCIATION. **Overview of Natural Gas – History**. 2011. Disponível em: <<http://www.naturalgas.org/overview/history.asp>>. Acesso em: 12 jan. 2012.
- [3] HARRIS, B. **How Natural-gas Vehicles Work**. 2011. Disponível em: <<http://auto.howstuffworks.com/fuel-efficiency/alternative-fuels/ngv.htm>>. Acesso em: 12 jan. 2012.
- [4] GÁS NATURAL. **Gás natural no Brasil e no mundo**. 2011. Disponível em: <<http://portal.gasnatural.com/servlet/ContentServer?npage=4-50-1¢ralassetname=4-50-3-3-0-0>>. Acesso em: 31 mar. 2011.
- [5] TERZIAN, R. L. **Conceitos e metodologias de gestão de projeto e sua aplicação ao caso da integridade da malha dutoviária**. 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Industrial) – Curso de Pós-Graduação em Engenharia Industrial, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2005.
- [6] AZEVEDO, E. **Evolução dos navios tanques: os primórdios**, 2001. Disponível em: <<http://www.blogmercante.com/2011/01/evolucao-dos-navios-tanque-os-primordios>>. Acesso em: 31 mar. 2011.
- [7] PETROPRESAL. **Oleoduto**, 2011. Disponível em: <<http://www.petropresal.com/oleoduto.html>>. Acesso em: 31 mar. 2011.
- [8] TRANSPETRO. **A Companhia**. 2011. Disponível em: <http://www.transpetro.com.br/TranspetroSite/appmanager/transpPortal/transpInternet?_nfpb=true&_windowLabel=barraMenu_3&_nffvid=%2FTranspetroSite%2Fportlet%2FbarraMenu%2FbarraMenu.faces&_pageLabel=pagina_base&formConteudo:codigo=125>. Acesso em: 31 mar. 2011.

- [9] SUZUKI, S. **Propriedades geomecânicas de alguns solos residuais e coluviais ao longo do oleoduto Curitiba-Paranaguá.** 2004. Dissertação (Mestrado em Ciências em Engenharia Civil) – Curso de Pós-Graduação de Ciência em Engenharia Civil, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2004.
- [10] DANETI, M. **Taking steps in understanding multipath propagation in fluid filled pipelines.** In: 9TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS (ISETC). Romania, 2010. p. 399-402.
- [11] TONUS, B. P. A. **Estabilidade de taludes: avaliação dos métodos de equilíbrio limite aplicados a uma encosta coluvionar e residual da serra do mar paranaense.** 2009. Dissertação (Mestrado em Geotecnia) – Curso de Pós-Graduação em Construção Civil, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2009.
- [12] VALENTINI, M. D. **Avaliação dos métodos semi-empíricos para análise de dutos corroídos subsidiado pelo método dos elementos finitos.** 2006. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Departamento de Ciências Exatas e de Tecnologia, Pontifícia Universidade Católica do Paraná, Curitiba, 2006.
- [13] TEIXEIRA, L. M. **Análise numérica do comportamento de um oleoduto sujeito a movimentos de encosta.** 2008. Tese (Doutorado em Engenharia Civil) – Curso de Pós-Graduação em Engenharia Civil, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2008.
- [14] VIOTTI, M. R.; ALBERTAZZI JÚNIOR, A. G. **Industrial Inspections by Speckle Interferometry: General Requirements and a Case Study.** In: SPIE EUROPE OPTICAL METROLOGY, Germany, 2009. p. 1-15.
- [15] JOURNAL OF A TRAINEE ENGINEER. **Introduction to Pipeline Pigging,** 2010. Disponível em: <<http://coretan-intern-arres.blogspot.com/2010/04/introducti-on-to-pipeline-pigging.html>>. Acesso em: 01 abril 2011.
- [16] ZANGL, H. et al. **Wireless Communication and Power Supply Strategy for Sensor Applications Within Closed Metal Walls.** *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 59, n. 6, p. 1686-1692, jun. 2010.

- [17] ZANGL, H. et al. **An investigation on wireless communication and power supply through metal tank walls.** In: IEEE INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE, Canada, may. 2008. p. 1452-1457.
- [18] TALUKDAR, K. **Development of a new acoustic communication technology for ballast water exchange compliance.** In: MTS/IEEE OCEANS, v. 1. USA, jun. 2005. p. 363-368.
- [19] GRAHAM, D. J.; NEASHAM, J. A.; SHARIF, B. S. **High Bit Rate communication through metallic structures using electromagnetic acoustic transducers.** In OCEANS 2009-EUROPE, Germany, 2009, p. 1–6.
- [20] HOSMAN, T. et al. **Multi-tone FSK for ultrasonic communication.** In: INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE, (I2MTC 2010). USA. may. 2010. p. 1424-1429.
- [21] HOSMAN, T.; YEARY, M.; ANTONIO, J. K. **Design and Characterization of an MFSK-Based Transmitter/Receiver for Ultrasonic Communication Through Metallic Structures.** *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 60, n. 12, p. 3767-3774, dec. 2011.
- [22] PRADA, S. R. **Modeling, design and temperature characterization of an ultrasonic through-wall communication system.** Ph.D. dissertation, Rensselaer Polytechnic Institute, may 2010.
- [23] TOMLINSON JR., H. W. et al. **Ultrasound Communication System for Metal Structure and Related Methods.** U.S. Patent 7.654.148, feb. 2010.
- [24] MOSS, S. et al. **Modelling and Experimental Validation of the Acoustic Electric Feedthrough Technique.** **Air Vehicles Division.** Defence Science and Technology Organization, Australian Government Department of Defence, Technical Report DSTO-RR-0338, nov. 2008.
- [25] MOSS, S. et al. **Acoustic Electric Feedthrough Demonstrator Mk-I.** **Air Vehicles Division.** Defence Science and Technology Organization, Australian Government Department of Defence, Technical Report DSTO-TR-2296, jun. 2009.

- [26] MOSS, S. et al. **Design of the Acoustic Electric Feedthrough Demonstrator Mk-II.** Annual Review Journal of the Institute of Materials Engineering Australasia LTD, vol. 33, p. 187-200, Australia, 2009.
- [27] MOSS, S. et al. **Footprint Reduction for the Acoustic Electric Feedthrough Technique.** Air Vehicles Division, Defence Science and Technology Organization, Australian Government Department of Defence, Technical Report DSTO-TR-2395, mar. 2010.
- [28] MOSS, S. et al. **Detachable acoustic electric feedthrough.** In: SPIE SENSORS AND SMART STRUCTURES TECHNOLOGIES FOR CIVIL, MECHANICAL, AND AEROSPACE SYSTEMS 2010, v. 7647. DOI: 10.1117/12.848901. USA, mar. 2010.
- [29] KLUGE, M. et al. **Wireless sensing of physical parameters inside hermetically enclosed conductive envelopes.** In: ASME INTERNATIONAL DESIGN ENGINEERING TECHNICAL CONFERENCES & COMPUTERS AND INFORMATION ENGINEERING CONFERENCE 2007, Las Vegas, Nevada, USA, sep. 2007.
- [30] KLUGE, M. et al. **Remote Acoustic Powering and Data Transmission for Sensors inside of Conductive Envelopes.** In: IEEE SENSORS 2008 CONFERENCE, p. 41–44, Lecce, Italy, oct. 2008.
- [31] NGO, L. et al. **Long-Term Performance of Ultrasonic Transducers Used for Energy and Data Transmission.** In: 2ND EUROPEAN CONFERENCE EXHIBITION ON INTEGRATION ISSUES OF MINIATURIZED SYSTEMS. p. 1-6, apr. 2008.
- [32] DELIGNIERES, R. **Process for Signal Transmission Without Electrical Connection Through a Conducting Wall, The Hull of a Ship for Example, and a Device for Implementing Same.** U.S. Patent 4.932.006, jun. 1990.
- [33] GROSZ, F. et al. **Wireless Shipboard Data Coupler.** U.S. Patent 5.437.058, jul. 1995.
- [34] HOBART, E. et al. **Acoustic Modem Unit.** In: OCEANS 2000 MTS/IEEE CONFERENCE AND EXHIBITION, p. 769-772, USA, sep. 2000.

- [35] BAGSHAW, J. M.; KENT, L. W. **Apparatus and Method for Data Transfer Through a Substrate**. U.S. Patent 7.894.306, feb. 2011.
- [36] PAYTON, R. M. **System for Acoustically Passing Electrical Signals Through a Hull**. U.S Patent 6.639.872, oct. 2003.
- [37] BAE SYSTEMS. **Walls Have Ears – The Technology That Can Communicate Electronically Through Solid Steel**, 2010.
Disponível em: <http://www.baesystems.com/Newsroom/NewsReleases/autoGen_110618172929.html>. Acesso em: 30 jan. 2012.
- [38] AMERICAN PETROLEUM INSTITUTE. **ANSI/API Specification 5L – Specification for Line Pipe**. Washington, 2007.
- [39] TIPLER, P. A.; MOSCA, G. **Física para Cientistas e Engenheiros**. Volume 2: Eletricidade e Magnetismo, Óptica. 6ª Edição. ISBN: 978-85-216-1711-2, Rio de Janeiro, 2009.
- [40] YOUNG, H. D.; FREEDMAN, R. A. **Física III – Eletromagnetismo**. 12ª Edição. ISBN: 978-85-88639-34-8, São Paulo, 2009.
- [41] SANGREMAN, A.; CAMANCHO, T. **RFID**. Disponível em: <http://www.gta.ufrrj.br/grad/07_1/rfid/RFID_arquivos/o%20que%20e.htm>. Acesso em: 16 jan. 2012.
- [42] CAVACO, M. A. M.; BENEDET, M. E. **Temperature Measurements on Hot Spots of Power Substations Utilizing Surface Acoustic Wave Sensors**. *International Journal of Thermophysiscs*. v. 32, Numbers 11-12, p. 2343-2350, DOI: 10.1007/s10765-011-1080-1. sep. 2011.
- [43] FINKENZELLER, K. **RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication**. Third Edition, Wiley & Sons LTD, ISBN-10: 0470695064, ISBN-13: 978-0470695067, Aug. 2010.
- [44] WANT, R. **An Introduction to RFID Technology**. *IEEE Pervasive Computing*, v. 5, issue 1, Jan-March 2006, p 25-33.
- [45] TELECO. **RFID: Aplicações**. Disponível em: <http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialrfid2/pagina_3.asp>. Acesso em: 24 fev. 2012.

- [46] DOBKIN, D. **Passive UHF RFID Tags**. Nov. 2011. Disponível em: <<http://rfid.net/basics/passive/137-uhf-rfid-tags?showall=1>>. Acesso em: 27 jan. 2012.
- [47] BENEDET, M. E.; CAVACO, M. A. M. **Aplicação da Tecnologia SAW-RFID e Sensores Ativos para Medição de Temperatura em Pontos Quentes de Subestações**. In: III SIMPÓSIO BRASILEIRO DE SISTEMAS ELÉTRICOS. Belém, 2010.
- [48] ZHU, H; LAI, S.; DAÍ, H. **Solutions of metal surface effect for HF RFID systems**. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON WIRELESS COMMUNICATIONS, NETWORKING AND MOBILE COMPUTING, China, 2007. p. 2089-2092.
- [49] SARKIS, C. D. **Blindagem Eletromagnética**. Trabalho acadêmico, Disciplina Teoria de Materiais – Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte, 2000. 4 p.
- [50] BASTOS, J. P. A. **Eletromagnetismo para engenharia: estática e quase-estática**. 3ª ed. Florianópolis: Editora da UFSC, 2004. 398 p.
- [51] COSTA, E. M. M. **Eletromagnetismo – Teoria, Exercícios e Experimentos Práticos**. Rio de Janeiro: Editora Ciência Moderna Ltda., 2009. 488 p.
- [52] ASHER, R. C. **Ultrasonic Sensors for Chemical and Process Plant**. Philadelphia: Taylor & Francis, 1997.
- [53] GALLEGO-JUAREZ, J. A. **Piezoelectric ceramics and ultrasonic transducers**. *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, v. 22, n. 10, p. 804-816, 1989.
- [54] GRAHAM, D. J.; NEASHAM, J. A.; SHARIF, B. S. **Investigation of methods for data communication and power delivery through metals**. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*. v.58, n.10, p. 4972-4980, jan. 2011.
- [55] SHERRIT, S. et al. **Studies of acoustic-electric feed-throughs for power transmission through structures**. In: SMART STRUCTURES AND MATERIALS SYMPOSIUM, USA, 2006.
- [56] YANG, Z.; YE, P. **Design of electromagnetic acoustic transducer for Wheel flaw detection**. In: 2010 INTERNATIONAL CONFERENCE ON MECHANIC AUTOMATION AND CONTROL ENGINEERING (MACE), China, jun. 2010, p. 2501-2504.

- [57] CUNHA, M. P.; JORDAN, J. W. **Improved longitudinal EMAT transducer for elastic Constant extraction.** In: 2005 IEEE INTERNATIONAL FREQUENCY CONTROL SYMPOSIUM AND EXPOSITION, Canada, aug. 2005, p. 426-432.
- [58] RIBICHINI, R. **Modelling of Electromagnetic Acoustic Transducers.** 2011. Thesis – Department of Mechanical Engineering, Imperial College London, England. 2011.
- [59] JILES, D. C. **Introduction to magnetism and magnetic materials.** England: Chapman and Hall, 1998. 536 p.
- [60] NA, W.; KUNDU, T. **A combination of PZT and EMAT transducers for interface inspection.** *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 111, p.2128-2139, 2002.
- [61] OGI, H.; HIRAO, M.; OHTANI, T. **Flaw detection by line-focusing electromagnetic acoustic transducers.** In: 1997 IEEE ULTRASONICS SYMPOSIUM. v. 1, Canada, oct. 1997, p. 653-656.
- [62] PRIMERANO, R. A. et al. **Echo-cancellation for ultrasonic data transmission through a metal channel.** In: 41st ANNUAL CONFERENCE ON INFORMATION SCIENCES AND SYSTEMS (CISS 2007), USA, mar. 2007, p. 841-845;
- [63] PRIMERANO, R. A.; KAM, M.; DANDEKAR, K. **High bit rate ultrasonic communication through metal channels.** In: 43rd ANNUAL CONFERENCE ON INFORMATION SCIENCES AND SYSTEMS (CISS 2009), USA, mar. 2009, p. 902-906.
- [64] OLYMPUS. **Panametrics-ndt ultrasonic transducers for nondestructive testing,** 2006.
- [65] OLYMPUS. **Ultrasonic transducers technical notes,** 2006.
- [66] PRIMERANO, R. A. **High Bit-rate Digital Communication through Metal Channels.** 2010. Thesis – Department of Electrical and Computer Engineering, Drexel University, USA. 2010.
- [67] SHOUDY, D. A. et al. **An ultrasonic through-wall communication system with power harvesting.** In: IEEE ULTRASONICS SYMPOSIUM, USA, oct. 2007. p.1848-1853.
- [68] MANSUKHANI, A. **Wireless digital modulation.** *Applied Microwave and wireless*, v.8, n.4, p. 28-36, dec. 1996.

- [69] GLOVER, I.A.; GRANT, P. M. **Digital Communication**. 2nd. ed. New Jersey: Prentice-hall, 2004. p. 410-416.
- [70] LI, C.; HUTCHINS, D. A.; GREEN, R. J. **Short-range ultrasonic digital communications in air**. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, v. 55, n. 4, p. 908 – 918, apr. 2008.
- [71] NATIONAL INSTRUMENTS. **RF Simulation Demo: DPSK**. Disponível em: <<http://zone.ni.com/devzone/cda/epd/p/id/5126>> Acesso em: 15 dez. 2011.
- [72] SCICOS. **Quadrature Amplitude Modulation modulator block**. Disponível em: <http://www.scicos.org/ScicosModNum/modnum_web/src/modnum_422/interf/scicos/help/eng/htm/MODQAM_f.htm> Acesso em: dezembro de 2011.
- [73] AMBERKAR, S. **Quadrature Amplitude Modulation (QAM)**. 2010. Disponível em: <<http://samiramberkar-tutorials.blogspot.com.br/2010/01/modulation-2.html>> Acesso em: dezembro de 2011.
- [74] ELEKTRONIK KOMPENDIUM. **QAM – Quadrature Amplitude Modulation / Quadratur-Amplituden-Modulation**. Disponível em: <<http://www.elektronik-kompendum.de/sites/kom/1304151.htm>> Acesso em: dezembro de 2011.
- [75] SOCIETY OF CABEL TELECOMMUNICATIONS ENGINEERS. **American National Standard ANSI/SCTE 07 2006 – Digital Transmission Standard For Cable Television**. 2006.
- [76] PROTRAC ID & TRACKING SOLUTIONS. **Hardware Manual – Multi-Function Receiver (2R2200)**, 2007.
- [77] CALLISTER Jr., W. D. **Ciência e Engenharia de Materiais – Uma Introdução**. 5^a Ed., Editora LTC, 2002. 844 p.
- [78] TAVARES, C. E. **Ciência e Tecnologia dos Materiais**. Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia, 2009.
- [79] MARTON, L. **Methods of Experimental Physics**. v.6, part B. USA: Academic Press, 1959.
- [80] SCHRODER, D. K. **Semiconductor Material and Device Characterization**. 3rd Edition. USA: John Wiley & Sons, 1990. 784 p.

- [81] GIROTTTO, E. M.; SANTOS, I. A. **Medidas de Resistividade Elétrica DC em Sólidos: Como Efetuá-las Corretamente.** *Química Nova*, v.25, n.4, p. 639-647, São Paulo, jul. 2002.
- [82] VALDES, L. B. **Resistivity Measurements on Germanium for Transistors.** *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, v.42, n.2, p.420-427, feb. 1954.
- [83] MINIPA. **Fonte de Alimentação DC MPC-303DI.** Disponível em: <http://www.minipa.com.br/Caracteristicas.aspx?ID_Sub_Categoria=35&ID=160>. Acesso em: 12 jan. 2013.
- [84] HEWLETT-PACKARD COMPANY. **User's Guide – HP 34401A Multimeter.** USA: Hewlett-Packard Company, 1996. 236 p.
- [85] LALL, C. **Soft magnetism: Fundamentals for Powder Metallurgy and Metal Injection Molding.** USA, New Jersey: Metal Powder Industries Federation, 1992.
- [86] GLOBALMAG TRANSDUTORES MAGNÉTICOS. **Manual de Operação – Traçador de curvas de histerese magnética versão TCH5000.** São Paulo: GLOBALMAG, 2006. 16 p.
- [87] AMERICAN SOCIETY FOR TESTING AND MATERIALS. **ASTM A773/A773M – 01** – Standard Test Method for dc Magnetic Properties of Materials Using Ring and Permeameter Procedures with dc Electronic Hysteresigraphs. 2009.
- [88] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE Standard for Long Wavelength Wireless Network Protocol.** Annex A. 2009.
- [89] OSHA. **Electromagnetic Radiation: Field Memo.** 1990. Disponível em: <http://www.osha.gov/SLTC/radiofrequency/radiation/electromagnetic_fieldmemo/electromagnetic.html>. Acesso em: 30 jul. 2012.
- [90] JOHANSSON, J.; LUNDGREN, U. **EMC of Telecommunication Lines.** 1997. 219 f. Master Thesis in Industrial Electronics – Telia Research AB, Sweden. 1997.
- [91] CAPPS, C. **Near Field or far Field?.** 2001. Disponível em: <<http://www.edn.com/design/communications-networking/4340588/Near-field-or-far-field->>> Acesso em: 30 jul. 2012.

- [92] GRAHAM, D. J. [e-mail] 28 de mar. 2011, England [para] BENEDET, M. E., Florianópolis. 1f. **Electromagnetic Acoustic Transducers**.
- [93] NATIONAL INSTRUMENTS. **2.7 GHz RF Vector Signal Generator** – NI PXI-5670. USA: National Instruments Corporation, 2004. 5 p.
- [94] APEX MICROTECHNOLOGY. **Vídeo Power Operational Amplifier – PA119CE – PA119CEA**. USA: Apex Microtechnology, Inc., 2012. 5 p.
- [95] MINIPA. **Fonte de Alimentação Simétrica DC Digital – MPL-3303**. Disponível em: <http://www.minipa.com.br/caracteristicas.aspx?ID_Sub_Categoria=35&ID=289> Acesso em: 26 jun. 2013.
- [96] SCHMITZ, C. R. **Desenvolvimento de dispositivos para amplificação e pré-amplificação de sinais, para utilização em um sistema de comunicação por ultrassom através de paredes metálicas**. 2013. 84 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2013.
- [97] TANENBAUM, A. S. **Computer Networks**. 4th Edition. USA: Prentice Hall, 2002. 912 p.
- [98] FOROUZAN, B.A. **Data Communications and Networking**. 4th Edition. USA: McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 2006. 1168 p.
- [99] PROBST, G. M. **Avaliação das características construtivas de transdutores acústicos eletromagnéticos para comunicação através de paredes metálicas**. 2013. 86 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2013.
- [100] BROCKHAUS MEASUREMENTS. **Hystograph HG 200**. 2011. Disponível em: <<http://www.brockhaus.com/en/measurements/measuring-technology-for-hard-magnetic-materials/hystograph/hg-200>> Acesso em: 3 mar. 2013.
- [101] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMISSION. **IEC 60404-5 Ed. 2.0** – Magnetic materials Part 5: Permanent magnet (magnetically hard) materials – Methods of measurements of magnetic properties. 1993.

- [102] VIANA, R. L. Ímãs permanentes. **Física III**. Universidade Federal do Paraná. Departamento de Física, 2009. 8 p.
- [103] OLYMPUS. **Panametrics Ultrasonic Transducers**. USA: Olympus NDT, 2010. 52 p.
- [104] CAVACO, M. A. M.; BENEDET, M. E.; SCHMITZ, C. R.; PROBST, G. M. **Comunicação sem fio através de paredes metálicas por meio de ultrassom**. In: VII CONGRESSO RIO AUTOMAÇÃO. Rio de Janeiro, 2013.
- [105] CAVACO, M. A. M.; BENEDET, M. E.; SCHMITZ, C. R.; PROBST, G. M. **Desenvolvimento de um sistema de comunicação através de paredes metálicas**. In: 12ª COTEQ – CONFERÊNCIA SOBRE TECNOLOGIA DE EQUIPAMENTOS. Ipojuca, 2013.